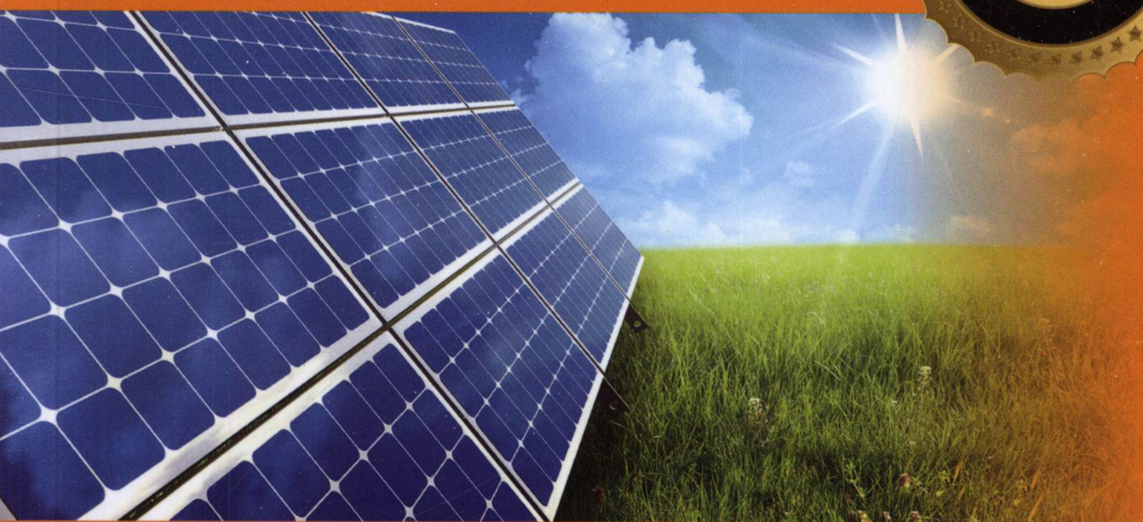


新能源应用技术丛书

分布式发电系统中的光伏发电技术

第2版

王立乔　孙孝峰◎编著



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

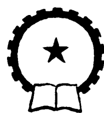
LANZAROTE Caliente.COM

新能源应用技术丛书

分布式发电系统中的光伏发电技术

第 2 版

王立乔　孙孝峰　编著



机 械 工 业 出 版 社

本书从系统的角度对分布式发电系统中的光伏发电技术进行了全面的介绍。全书共分10章。第1～3章主要介绍了光伏发电技术的发展现状、基本原理及电力电子技术；第4～5章主要介绍了直流母线分布式光伏发电系统的网络结构及控制策略、交流母线分布式光伏发电系统的网络结构及逆变器的并网、并联及控制策略等；第6～8章主要介绍了分布式光伏发电系统中的最大功率点跟踪、储能与后备系统及综合管理策略；第9章主要针对光伏产业及分布式发电系统新出现的一些关键问题，比如分布式光伏发电系统的稳定性分析、直接并网光伏发电系统的直流分量及对地漏电流问题和孤岛现象及其检测技术等进行了论述。

本书可作为电气工程、能源工程等相关专业科研人员及从业人员的参考书，也可以作为高等院校相关专业研究生的教材。

图书在版编目（CIP）数据

分布式发电系统中的光伏发电技术/王立乔，孙孝峰编著. —2版. —北京：机械工业出版社，2014.9

（新能源应用技术丛书）

ISBN 978-7-111-47389-3

Ⅰ.①分…　Ⅱ.①王…②孙…　Ⅲ.①太阳能发电　Ⅳ.①TM615

中国版本图书馆CIP数据核字（2014）第159915号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号　邮政编码100037）

策划编辑：付承桂　责任编辑：付承桂　责任校对：张　征

封面设计：陈　沛　责任印制：李　洋

北京宝昌彩色印刷有限公司印刷

2014年9月第2版第1次印刷

169mm×239mm · 18印张 · 337千字

0001—3000册

标准书号：ISBN 978-7-111-47389-3

定价：48.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务　　　　　　　　　　网络服务

社服务中心：（010）88361066　教材网：http://www.cmpedu.com

销售一部：（010）68326294　机工官网：http://www.cmpbook.com

销售二部：（010）88379649　机工官博：http://weibo.com/cmp1952

读者购书热线：（010）88379203　**封面无防伪标均为盗版**

第 2 版前言

《分布式发电系统中的光伏发电技术》第 1 版出版到现在，已经四年了。这四年间光伏发电和分布式发电系统的研究和应用都取得了重大进展。一方面，太阳电池的能量转换效率大幅度提高，使得光伏发电的成本迅速下降，大规模光伏利用已经成为可能。另一方面，随着能源危机和环境污染日益加重，特别是近几年集中出现的大气和 PM2.5 污染，使得传统化石能源的使用受到越来越多限制，而以光伏发电技术为代表的清洁可再生能源作为替代能源已经成为必然选择。分布式发电系统作为对主干电力系统的补充，特别是在保障电力系统可靠性、安全性等方面的积极作用也被越来越多地重视。为此，应广大读者的要求，推出了本书的第 2 版。

考虑到四年以来，在光伏发电和分布式发电系统中取得的很多新研究成果，因此本书第 2 版在第 1 版的基础上修改和增补了部分内容。这些内容主要包含单级可升降压光伏逆变器拓扑结构、计及阴影的光伏阵列特性及其最大功率跟踪、光伏发电系统集成以及光伏逆变器漏电流抑制等方面。

本书第 2 版仍由燕山大学王立乔教授和孙孝峰教授编著。第 1 章、第 2 章、第 3 章、第 5 章和第 9 章的 1、2 节由王立乔完成。第 4 章、第 6 章、第 7 章、第 8 章、第 9 章的第 3 节由孙孝峰完成。全书由王立乔统稿。在本书的修订过程中，得到了研究生王欣、仇雷、鲍利斌、桑霖霖、吴明高等人的大力协助，在此表示感谢。

由于时间仓促，加之作者水平有限，书中内容不可能做到尽善尽美，难免存在不足和错误之处，热诚希望广大读者批评指正。

王立乔

第 1 版前言

随着化石能源的逐渐枯竭，发展可再生能源已成为解决世界能源问题的必经之路。考虑到能源利用中的环境因素和开发潜力，太阳能、风能成为了诸多可再生能源中最具发展前景的两种能源。因此太阳能光伏发电技术和风能发电技术也日益受到重视和关注。由于可再生能源的分散性、多样性和随机性，分布式发电系统成为可再生能源发电的必然网络结构。光伏发电是分布式发电系统中重要的组成部分。

含有光伏发电的分布式发电系统主要有两种结构。一种是直流母线分布式光伏发电系统。直流母线分布式光伏发电系统的特点是各发电单元、储能设备和用电负载都并联在公共直流母线上。直流母线分布式光伏发电系统可以自成网络、独立运行，也可以与城市主电网并联运行。直流母线分布式光伏发电系统主要用于偏远地区供电，也可用于独立小区供电。对于用电需求很小的用户，仅用光伏阵列和储能设备就可以构成直流母线分布式光伏发电系统，这种系统也可称为独立光伏系统。对于用电需要较大的用户，由于光伏阵列的输出容易受到气候和气象条件的影响，不能实现稳定的功率输出，这时发电系统往往需要与其他小型发电设备（如风力发电设备或柴油发电机）等构成联合发电系统，同时还应配置储能单元（如蓄电池或扬水水泵等）。直流母线分布式光伏发电系统与传统的交流母线发电系统和高压直流输电系统有明显的区别，其控制和管理也有一些独特的特点。含有光伏发电的分布式发电系统的另一种结构就是交流母线分布式光伏发电系统。交流母线分布式光伏发电系统的特点就是各发电单元、用电负载都与主干电网并联。具体的连接方式又有两种：一种是单纯交流母线并网方式，也就是所有发电单元都直接与交流电网并联，有公共的交流母线，无公共的直流母线；另一种是交直流混合母线并网方式，也就是发电单元与公共直流母线并联，直流母线与交流母线间通过并网逆变器连接，这样既有公共的交流母线，也有公共的直流母线。这两种连接方式各有特点，但不论哪种方式，都需要有并网逆变器。因此，并网逆变器的控制成为交流母线分布式光伏发电系统中重要的研究内容。在并网逆变器的研究中，功率调节问题是首先需要注意的。同时，考虑到分布式光伏发电系统的特点，发电单元与本地负载的关系更密切（距离短），这种情况下，各并网逆变器具有并联运行的性质；而分布式发电系统工作在孤岛运行状态时，各并网逆变器就是并联运行。为此，并网逆变器的并联问题也是重要的研究内容。并网逆变器为达到并网标准的技术要求，需要采取各种控制策略，这

也是交流母线分布式发电系统的主要研究内容。

为了更多更有效地应用光伏等可再生能源，了解并掌握光伏最大效率点跟踪技术和能量的存储释放技术成为分布式光伏发电系统中最重要的环节。光伏阵列的输出与气候、气象条件密切相关。为达到充分利用资源的目的，光伏发电系统需要实现最大功率点跟踪控制。光伏发电系统最大功率点跟踪控制的关键点在于最大功率点的搜索。最大功率点的搜索算法层出不穷，以扰动观察法（即所谓爬山法）为基础的各种改进算法就不胜枚举。此外，还有其他一些算法不断涌现。能量储备单元包含储能元件和后备元件。当前，分布式发电及光伏发电系统中最常用的储能元件就是蓄电池。由于光伏阵列输出能量的不稳定性和随机性，使得光伏发电系统中的蓄电池与常规蓄电池的工作状态也会有所不同。因此必须在深入了解蓄电池基本充、放电特性的基础上，设计合理的蓄电池控制策略，以保证发电系统有稳定的能量输出，同时提高蓄电池的使用寿命和效率。超级电容是另一种新型储能元件，其应用与发展得到了广泛的关注。虽然超级电容与蓄电池在光伏发电系统中的角色相似，但不论是其制造原理还是工作特性都与蓄电池有显著区别。因此研究超级电容在分布式发电及光伏发电系统中的应用具有重要的理论意义和实践价值。储能元件只能缓冲光伏阵列多余的能量，为发电系统提供补充能量的能力有限。因此，为了保证分布式发电系统的稳定工作，还应该设置后备单元。燃料电池可以作为一种稳定的后备单元，在系统中配合光伏阵列工作，提供稳定的补充能量，满足负载需求，并且改善系统的动态性能，维持发电系统的安全运行。

分布式发电系统是一种新生事物，在能量管理、稳定性、连接模式等许多方面与常规的集中式发电系统不同，分布式发电系统目前并没有标准的综合管理策略。但作为一个发电系统，分布式发电系统应该具有能量优化调节、生产调度、安全预警及故障诊断等综合管理功能。在这方面虽然有一些成功的应用，但也只是工程个案，这方面的研究必将成为分布式发电系统研究的热点之一。随着光伏发电系统装机容量的不断增加，其他一些关键问题逐渐为人们所关注，比如分布式光伏发电系统的稳定性分析、直接并网光伏发电系统的直流分量及对地漏电流问题和孤岛现象及其检测技术等，这些问题的解决有助于光伏系统的稳定运行与健康发展。基于可再生能源的分布式发电系统与传统发电系统的一个重大区别就是大量电力电子设备的应用。电力电子变流器是分布式发电系统能量优化控制的载体，如最大功率点跟踪控制、并网波形控制等都需要通过电力电子变流器实现。无论是电力电子变流器，还是分布式发电系统中不同层次间的接口，对分布式发电系统的安全稳定运行都起着重要的作用。除了传统的电力电子变流器拓扑结构、调制及控制策略外，适应于可再生能源发电系统特别是光伏发电系统的新型电力电子变流器拓扑结构也不断出现。

分布式发电系统及光伏发电技术是目前发展极为迅速的高新技术，本书试图从系统的角度对其中的关键问题和研究热点进行全面地介绍。本书以光伏发电技术为基础，对分布式发电系统中的电力电子技术、网络拓扑结构、并网逆变器控制、储备单元、综合管理策略及其他热点问题进行了综合性的介绍，内容丰富，覆盖面大。

本书由燕山大学王立乔副教授和孙孝峰教授等编著。第1~3章、第5章和第9章的1、2节由王立乔完成。第4章、第6~8章、第9章的第3节和第10章由孙孝峰完成。全书由王立乔统稿。郭小强博士和研究生姜旭东、齐飞、廉志珍等承担了部分文字录入、计算机绘图等工作。本书的写作得到以下项目的支持资助：国家自然科学基金项目："基于波形库的电力电子波形控制技术"；国家自然科学基金项目："基于波形评估的可调载波脉宽调制研究"；国家自然科学基金重点项目："可再生能源的分布式发电系统能量变换、控制与并网运行研究"；河北省自然科学基金项目："独立运行微电网能量优化控制研究"。

由于作者水平有限，书中内容不可能做到尽善尽美，难免存在不足和错漏之处，热诚希望广大读者批评指正。

王立乔

目　　录

第 2 版前言
第 1 版前言
第 1 章　绪论 ………… 1
1.1　分布式发电系统的研究概况 ………… 1
1.1.1　分布式发电系统的基本概念 ………… 1
1.1.2　分布式发电系统的发展现状 ………… 2
1.2　分布式发电系统中的光伏发电技术 ………… 3
1.2.1　我国太阳能资源及光伏发展潜力 ………… 3
1.2.2　分布式发电系统中光伏发电的关键技术 ………… 5
1.3　本书的主要内容 ………… 6
第 2 章　光伏发电基础 ………… 8
2.1　光伏电池的基本原理和等效电路 ………… 8
2.1.1　光伏效应 ………… 8
2.1.2　单体光伏电池的等效电路和电量方程 ………… 8
2.1.3　光伏电池阵列 ………… 10
2.2　光伏电池的数学物理模型和伏安特性曲线 ………… 11
2.2.1　光伏电池的数学物理模型 ………… 11
2.2.2　光伏电池的伏安特性曲线和填充因数 ………… 12
2.3　光伏电池的转换效率及其影响因素 ………… 13
2.3.1　光伏电池的转换效率 ………… 13
2.3.2　光谱响应 ………… 13
2.3.3　光照特性 ………… 14
2.3.4　温度特性 ………… 15
2.3.5　环境因素对光伏电池数学物理模型的修正 ………… 15
2.4　阴影条件下光伏阵列的输出特性 ………… 16
2.4.1　热斑现象分析 ………… 17
2.4.2　多峰现象分析 ………… 18
2.4.3　引起光伏阵列多峰输出特性的因素 ………… 19
2.5　光伏电池的分类 ………… 22
2.5.1　按结构分类 ………… 23
2.5.2　按材料分类 ………… 23
2.6　光伏系统的组成 ………… 24

2. 6. 1 独立光伏系统 …… 24
2. 6. 2 并网光伏系统 …… 25
2. 6. 3 光伏系统与分布式发电系统 …… 28
第3章 光伏发电技术中的电力电子技术 …… 30
3. 1 DC-DC 变换电路的拓扑结构及控制策略 …… 30
3. 1. 1 单象限直接 DC-DC 变换电路 …… 30
3. 1. 2 多象限直接 DC-DC 变换电路 …… 34
3. 1. 3 隔离型 DC-DC 变换电路 …… 38
3. 1. 4 DC-DC 变换电路的控制技术 …… 43
3. 2 DC-AC 变换电路的拓扑结构 …… 46
3. 2. 1 逆变电路基本结构 …… 47
3. 2. 2 高频链逆变器 …… 48
3. 2. 3 多电平逆变器 …… 55
3. 2. 4 逆变器的串联与并联 …… 61
3. 3 逆变器的调制技术 …… 62
3. 3. 1 SPWM 技术 …… 63
3. 3. 2 空间矢量调制（SVM）技术 …… 72
3. 3. 3 谐波注入 PWM 技术 …… 77
3. 3. 4 优化 PWM 技术 …… 80
3. 3. 5 多电平变流器和多重化变流器的 PWM 技术 …… 89
3. 4 并网光伏逆变器拓扑结构的新进展 …… 92
3. 4. 1 并网光伏逆变器拓扑结构的发展现状 …… 92
3. 4. 2 *Z* 源逆变器 …… 93
3. 4. 3 组合型逆变器 …… 98
第4章 直流母线分布式光伏发电技术 …… 105
4. 1 直流母线分布式光伏发电系统的网络结构 …… 105
4. 1. 1 微型直流光伏系统 …… 105
4. 1. 2 独立直流光伏母线供电系统 …… 106
4. 1. 3 并网混合系统 …… 107
4. 2 直流母线分布式光伏发电系统与交流电网的接口 …… 107
4. 3 直流母线分布式光伏发电系统的控制方法 …… 108
4. 3. 1 下垂特性控制 …… 108
4. 3. 2 电压水平信号法 …… 110
4. 3. 3 直流母线信号法 …… 111
第5章 交流母线分布式光伏发电技术 …… 113
5. 1 交流母线分布式光伏发电系统的网络结构 …… 113
5. 2 逆变器并网技术 …… 115
5. 2. 1 光伏逆变器并网相关的国际标准 …… 115

5.2.2 光伏并网逆变器的交流侧滤波器结构 …… 117
5.2.3 光伏并网逆变器的控制模式 …… 118
5.2.4 分布式光伏并网逆变器的功率调节技术 …… 121
5.3 逆变器并联技术 …… 125
5.3.1 逆变器并联的控制方法 …… 125
5.3.2 逆变器并联的环流及其抑制 …… 131
5.3.3 功率计算方法 …… 135
5.4 逆变器控制策略 …… 138
5.4.1 控制策略概述 …… 138
5.4.2 坐标变换法线性控制 …… 139
5.4.3 非坐标变换法线性控制 …… 145
5.4.4 非线性控制 …… 154
5.4.5 并网逆变器直流侧控制 …… 165
第6章 光伏发电系统的最大功率点跟踪 …… 170
6.1 光伏发电系统最大功率点跟踪技术的基本原理 …… 170
6.2 恒定电压控制 …… 171
6.3 最大功率点跟踪算法 …… 172
6.3.1 扰动观察法 …… 172
6.3.2 三点比较法 …… 175
6.3.3 电导增量法 …… 177
6.3.4 二次插值法 …… 179
6.3.5 自适应模糊控制法 …… 181
6.4 计及阴影的最大功率点跟踪方法 …… 182
6.4.1 传统方法改进的 MPPT 技术 …… 183
6.4.2 添加硬件电路实现的 MPPT 技术 …… 184
6.4.3 智能算法 …… 185
第7章 分布式光伏发电系统的储能后备元件及系统集成 …… 188
7.1 蓄电池储能系统 …… 188
7.1.1 铅酸蓄电池特性分析 …… 189
7.1.2 蓄电池充放电控制方法 …… 191
7.1.3 光伏系统中的充放电技术 …… 194
7.2 超级电容储能系统 …… 196
7.3 燃料电池后备系统 …… 197
7.3.1 燃料电池的基本原理 …… 198
7.3.2 燃料电池的输出特性 …… 198
7.3.3 燃料电池的数学模型 …… 199
7.3.4 燃料电池的控制实现 …… 200
7.4 光伏发电系统集成 …… 202

7.4.1　光伏发电系统集成概况 …… 202
7.4.2　多端口 DC-DC 变换器 …… 204
7.4.3　SST 单元介绍 …… 213
第8章　分布式发电系统的综合管理 …… 217
8.1　直流母线分布式发电系统的能量优化管理 …… 217
8.1.1　DBS 能量优化管理 …… 217
8.1.2　变换器控制结构 …… 218
8.1.3　控制实现 …… 220
8.2　含光伏直流微电网系统综合管理 …… 221
8.2.1　系统控制 …… 223
8.2.2　独立运行模式与模式切换 …… 224
8.2.3　变流器单元控制 …… 225
8.3　直流混合网络能量的优化管理 …… 227
8.3.1　数据中心电力系统能量优化管理 …… 227
8.3.2　中心直流微电网的操作方式 …… 229
8.3.3　自适应控制系统的设计 …… 232
第9章　分布式光伏发电系统的其他关键技术 …… 235
9.1　光伏并网逆变器的直流分量及共模漏电流问题 …… 235
9.1.1　直流分量注入的危害、成因及其解决方法 …… 235
9.1.2　共模漏电流的危害、成因及其解决方法 …… 240
9.2　孤岛效应及其检测技术 …… 248
9.2.1　并网逆变系统孤岛检测分析 …… 249
9.2.2　无源检测方法 …… 250
9.2.3　有源检测方法 …… 253
9.2.4　混合孤岛检测方法 …… 256
9.3　分布式发电系统的稳定性分析 …… 260
9.3.1　阻抗分析研究 …… 261
9.3.2　影响阻抗的因素 …… 262
9.3.3　系统稳定性测量 …… 265
参考文献 …… 268

第1章　绪　　论

能源是人类生产、生活的物质基础，能源的利用推动了社会经济的进步和人民生活水平的提高。传统的能源结构以化石燃料为主。随着经济的迅猛发展，化石燃料的储量日益萎缩，面临枯竭的危险。有报告预测，现有的石油和天然气储量将在50年内耗尽，煤的使用也只能维持120年。同时，化石燃料也对环境质量产生了重要影响，是环境污染和气候恶化的元凶。

伴随着我国经济和社会的持续发展，我国能源发展也面临能源供需缺口的加大、石油后备资源不足、环境污染严重等问题。为了实现能源与社会经济、环境的可持续发展，除了积极实现常规能源的高效化、优质化利用，提高能源利用效率外，还应对环境不产生或很少产生危害的新能源和可再生能源进行大规模的利用。新能源与可再生能源既是近期重要的补充能源，又是未来能源结构的基础。开发利用太阳能、风能、地热能、海洋能等可再生能源是解决能源危机的重要途径之一。

由于可再生能源的分散性、多样性和随机性，分布式发电系统成为可再生能源发电的必然网络结构，尤其是对于单机容量较低的光伏发电系统。基于可再生能源的分布式发电系统是国民经济可持续发展战略和环境保护战略的重要组成部分。

1.1　分布式发电系统的研究概况

1.1.1　分布式发电系统的基本概念

分布式发电（Distributed Generation，DG）作为电力行业的第二次物质革命展现在世人面前。应该说，目前国内外对分布式发电的具体含义仍没有准确的定义，甚至各国的叫法也大不相同：在英国，称为嵌入式发电（Embedded Generation）；在北美，称为分散式发电（Dispersed Generation）；在欧洲和亚洲的部分国家，叫做非集中式发电（Decentralized Generation）。

就一般而言，分布式发电是指发电功率在数千瓦至几十兆瓦的小型模块化、分散式、布置在用户附近的高效、可靠的发电单元。分布式发电可以用来满足电力系统和用户特定的要求，如调峰、为边远用户或商业区和居民区供电，其特点是电力就地产生、就地消化，也可与大电网并网运行，具有节省输变电投资、易

于实现电网安全经济高效优质运行等优点。

分布式发电系统电源位置灵活、分散的特点极好地适应了分散的电力需求和资源分布，延缓了输、配电网升级换代所需的巨额投资，同时它与大电网互为备用，也使供电可靠性得以改善。目前，欧美等发达国家已开始广泛研究能源多样化的、高效的和经济的分布式发电系统。无疑，分布式发电系统将成为未来大型电网的有力补充和有效支撑。

分布式发电系统与电力系统之间存在如下的四种方式：方式 1 为分布式发电系统独立运行向附近的用户供电；方式 2 是分布式发电系统独立运行，但在分布式发电系统与当地电网之间有自动转换装置；方式 3 是分布式发电系统与电网系统并联运行，但分布式发电系统对当地电网无电能输出；方式 4 为分布式发电系统与电网系统并联运行，且向当地电网输出电能。不同的运行方式具有不同的特点。

分布式发电从系统观点看问题，将发电机、负载、储能装置及控制装置等结合，形成一个单一可控的单元，同时向用户供给电能。分布式发电方式中的电源多为微电源，即含有电力电子接口的小型发电设备，包括风力发电机、微型燃气轮机、燃料电池、光伏电池（也称太阳电池）以及超级电容、飞轮、蓄电池等储能装置。它们接在用户侧，具有低成本、低电压、低污染等特点。分布式发电方式中的微电源既可与大电网联网运行，也可在电网故障或需要时与主网断开单独运行。在接入问题上，入网标准只针对其与大电网的公共连接点（PCC），而不针对各个具体的微电源。这不仅解决了分散电源的大规模接入问题，充分发挥了分散电源的各项优势，还为用户带来了其他多方面的效益。

由分布式供能的结构分析可看出，如此灵活的运行方式与高质量的供电服务离不开完善的控制系统。控制问题也正是分布式供能研究中的一个难点问题。其中一个基本的技术难点在于如果微电源数量太多，很难要求一个中心控制点对整个系统做出快速响应并进行相应控制，往往一旦系统中某一控制元器件故障或软件出错，就可能导致整个系统瘫痪。因此，分布式供能的控制应该做到能够基于本地信息对网络中的事件做出自主响应，例如，对于电压跌落、故障、停电等，发电机应当利用本地信息自动转换到独立运行方式，而不是像传统方式中由电网调度统一协调。具体来讲，分布式供能的控制应当保证：任何一个微电源的接入不对系统造成影响，自主选择运行点，平滑地与电网并列、分离，对有功、无功进行独立控制，具有校正电压跌落和系统不平衡的能力。

1.1.2 分布式发电系统的发展现状

随着我国经济建设的飞速发展，我国集中式供电网规模迅速膨胀。这种发展所带来的安全性问题不容忽视，2008 年初雪灾中出现的电力系统事故充分暴露

了集中式供电网潜在的安全隐患。另外，由于各地经济发展不平衡，对于广大经济欠发达的农村地区来说，特别是农牧地区和偏远山区，要形成一定规模的、强大的集中式供配电网需要巨额的投资和较长的时间周期。因此，能源供应严重制约着这些地区的经济发展，而分布式发电技术则刚好可以弥补集中式发电的这些局限性。在我国西北部广大农村地区风力资源十分丰富，风力发电应用速度迅猛，除自用外，还可送往其他地区，这种无污染的绿色能源还可以减轻当地的环境污染。分布式发电系统中的可再生能源除风力发电外，太阳能光伏电池、中小型水力发电等都是解决我国偏远地区缺电的良好方法。在我国城镇，分布式发电技术作为集中供电方式技术不可缺少的重要补充，将成为我国未来能源领域的一个重要发展方向。

就全世界范围来看，能源利用效率越高、环境保护越好的国家，对于发展分布式发电技术的推广应用就越热衷，鼓励支持政策越明确。全球范围内，已安装的兆瓦级分布式发电装置超过300万台，并且每年以超过80000MW的速度递增。美国电力科学研究院研究表明，至2010年，全球25%的电能由小于2MW的DG装置提供，并且DG所占市场份额将达到20%。欧盟发展委员会也提出到2010年，欧盟发电量中“热电联产”所占的比例将由目前的9%增加到18%。印度到2012年利用再生能源发电比例也将超过10%。与欧洲国家相比，在美国辐射状电网的应用很广泛，这给技术上提出了挑战。这种辐射电网并不适合电力潮流的反向流动，特别是对小型输电单位，很难处理分布式发电入网问题。当有大量分布式发电上网时，需要有高额投资来升级配电网。

1.2　分布式发电系统中的光伏发电技术

1.2.1　我国太阳能资源及光伏发展潜力

太阳能是最重要的可再生能源之一，光伏发电技术也是分布式发电系统中不可或缺的重要组成部分。我国是太阳能资源丰富的国家，因此光伏发电技术在我国有着广阔的市场前景。

太阳能光伏发电系统在不同的地区有不同的利用形式。总的来说，有以下三种：①在荒漠地区，可以构建大型光伏电站；②在发展较好的地区，可以发展太阳能光伏建筑；③在偏远地区，可以构建独立光伏微电网。

1.2.1.1　荒漠光伏电站

我国沙漠和沙漠化土地主要分布于内蒙古和新疆地区，沙漠面积约为85万km^2，其中主要有塔克拉玛干沙漠（面积为33.76万km^2），古尔班通古特沙漠（面积为4.88万km^2），巴丹吉林沙漠（面积为4.43万km^2），柴达木盆地沙漠（面积

为3.49万km^2)、腾格里沙漠(面积为4.27万km^2)和库布齐沙漠(面积为1.61万km^2)等。这些荒漠地区年总辐射量超过1600kW·h/m^2。平均下来，1km^2可实现100MWp的产能(Wp是太阳电池输出功率单位，是标准太阳光照条件下，即欧洲委员会定义的101标准，在辐射强度为1000W/m^2，大气质量为AM1.5，电池温度为25℃条件下，太阳电池的输出功率)。照此推算，1000km^2安装荒漠光伏电站可达到100GWp，而这只占我国荒漠地区总面积的0.1%。可见，我国发展超大规模荒漠电站的潜力非常大。

荒漠光伏电站已经成为我国能源发展战略中非常重要的部分。我国规划在2010年以前建立2或3座10~20MWp的荒漠先导示范电站，总装机容量达到30MWp，以实验其技术和经济的可行性。2010~2020年正式启动我国开阔地(荒漠)光伏电站计划，争取2010~2020年新增光伏电站装机容量达到11970MWp，到2020年底累计开阔地(荒漠)光伏电站装机容量达到12GWp。

从目前我国的国力和政策看，荒漠光伏电站应靠近主干电网(最好在50km以内)，以减少新增输电线路的投资。主干电网具有足够的承载能力，在不改造的情况下，有能力输送光伏电站的电力。还应靠近距离用电负荷中心在100km以内，以减少输电损耗；如果附近没有用电负荷中心，则最好有大型水电站，可以将光伏电站的电力通过抽水蓄能进行转换。

1.2.1.2 太阳能光伏建筑

太阳能光伏发电在发达地区推广利用的最佳形式就是与公共电网并网，并且与建筑结合，即光伏建筑一体化。光伏发电系统与建筑结合的早期形式主要就是所谓的“屋顶计划”，这是德国率先提出的方案并进行具体实施。目前，光伏建筑已经从单纯地将光伏组件安装在屋顶上，发展成为将光伏组件作为建筑材料的一部分。现在通常将光伏组件构造成平板状结构，经过特殊设计和加工满足建筑材料的基本要求。

我国房屋总建筑面积已经达到400亿m^2(城市：81亿m^2，屋顶面积约为8亿m^2；农村：160亿m^2，屋顶面积约为32亿m^2)。若在上述面积的1/5上安装光伏发电，总安装容量可达到80GWp(约占2004年我国电力总量的1/5，年发电量约120TW·h，占全国总发电量的7.3%)。国家规划到2010年累计安装50MWp，到2020年达到1GWp。目前，已经完成MWp级电站3座。

1.2.1.3 偏远地区独立光伏微电网

偏远地区远离城市电网，可构建独立光伏微电网。我国还有大约28000个村庄、700万户、3000万人口无电。这些无电人口大都分布在我国西部地区和一些海岛，其中一些无电村庄使用柴油发电机发电，每日供电2~3h。有些连柴油发电机也没有，只能点酥油灯、煤油灯和蜡烛照明。这些无电地区有很丰富的太阳能资源，光伏发电在这样的地区有广阔的市场前景。

如果每个无电村按照10kWp，每个无电户按照400Wp规划，再考虑到已建电站的扩容，则潜在市场大约是3000MWp。按规划，2010年以前争取全部解决西部50户以上的无电村和15%的散居无电户的用电问题，新增光伏发电量为265MWp，累计用于农村电气化的太阳电池达到300MWp。

考虑到光伏发电的低能量密度和随机性，光伏发电系统对边远地区供电，当容量较小时需配以储能单元才能独立运行，或者是几种能源组成联合发电系统，如风/光联合发电系统、光伏/小型水电站联合发电系统等。

1.2.2　分布式发电系统中光伏发电的关键技术

对于以上各种光伏发电结构，不论是需要与主干电网并联运行的荒漠电站和光伏一体建筑，还是与储能设备和其他能源联合发电的独立光伏电网，都具有分布式发电的特点。

在分布式发电系统中，与光伏发电相关的关键技术和研究热点有：

1. 适应光伏发电的电力电子变换器

目前常用的并网光伏逆变器大多采用DC-DC-AC的双级结构。这是因为光伏阵列提供的直流电压普遍低于要求的交流输出电压，而DC-AC变换电路中，应用最广泛的全桥逆变器和半桥逆变器均属于Buck型，瞬时输出电压总低于输入电压，只能实现降压变换。为此，一般在桥式逆变电路前增加一级可升压变换的DC-DC变换器，将输入直流电压升高。并且，由于光伏阵列的直流电压典型值比交流电压峰值低很多，DC-DC变换器应具有高的电压增益。可以用有高频隔离的间接DC-DC变换器达到上述要求，这也同时可以满足电气隔离要求。当然，也可以在桥式逆变电路后增加工频升压变压器，在提供电气隔离的同时，提高电压等级。双级结构的光伏并网逆变器虽然能够灵活适应各种输入输出电压指标，还具有更高的自由度等级（即有更多的可控变量），可同时实现多种功能（例如电气隔离、最大功率点跟踪、无功功率补偿、有源滤波等），但功率级的数量增多，将降低整体的效率、可靠性和简洁程度，增加系统开销。为此，目前逆变器研究的一大发展趋势，就是直接将多功率级的系统架构整合为单级系统，即所谓单级逆变器。

储能元件是光伏系统重要的组成部分。针对各种储能元件的特点，找到合适的电力电子变换器结构，也是光伏发电中重要的研究热点。

研究适应光伏发电的电力电子变换器的重点是使光伏系统在整个工作范围内均能实现高效率、高功率密度和高可靠性的运行。

2. 网络拓扑结构及其优化配置

由于包括太阳能在内的可再生能源的能量密度低、随机性强，所以由其构成的分布式发电系统的网络拓扑结构与传统的集中式发电系统的网络拓扑结构有显

著的区别。此时，应根据对当地可再生能源的分布预测、随机性与可用性评估和负荷水平评估，提出基于可再生能源的分布式发电系统的网络拓扑；研究分布式发电系统中母线电压的形式（交流或直流）、大小、频率（对于交流形式）等物理量的选择方法；提出该分布式发电系统中对太阳能光伏发电单元、风力发电单元、多元复合储能单元（含飞轮、超级电容和蓄电池）的容量配置方法，以降低系统成本；研究分布式发电系统中各种电力电子变换器的配置及其输入输出电压、功率等级的选择。

3. 分布式发电系统并网控制

由于分布式发电系统具有多能量来源、多变流器（主要是逆变器）并网的特点，因此必须对其并网控制进行研究。这方面包括针对具有多能源多并网逆变器的分布式发电系统，研究其并网运行时相互耦合影响的机理和并网协调控制问题；研究独立运行时多个逆变器的电压和频率的协调控制，以实现动态和稳态负荷的合理分配；研究合适的并网、独立控制模式和协调一致的切换控制策略；研究柔性并网、暂态过程以及分布式发电系统对电网或本地负荷的冲击影响等问题；针对具有多能源多并网逆变器的分布式发电系统的特点，开展适合并网逆变器的无盲区孤岛检测方法和防伪孤岛技术研究。

4. 分布式发电系统的能量管理

针对分布式能源（DR）的随机性、分布式发电单元的投切、负载变化、敏感负载对供电可靠性和电能质量高要求、分布式发电系统附近配电线路拥塞、分布式发电系统与电网之间的供购电计划等问题，应研究分布式发电系统各种运行方式下分布式发电单元、储能单元与负载之间的能量优化，满足经济运行的要求；针对分布式发电系统并网和故障解列时的能量变化，应研究分布式发电系统运行方式变化时的能量调度策略，满足分布式发电系统运行方式切换的要求。

5. 光伏发电系统的安全性和可靠性问题

在分布式发电系统的相关并网规范中，对各发电单元的端口特性提出了具体的要求。为此，需要分析分布式发电系统的稳态及动态特性，包括不同分布式发电单元以及分布式发电系统并网端口特性，稳态情况下主要包括：有功功率、无功功率、电压、频率和谐波等特性。考虑到分布式发电高度随机性，还要研究这些特性随时间变化的规律。具体到光伏发电系统，目前遇到的安全性和可靠性问题包含以下几个方面：并网逆变器的直流分量注入问题、光伏并网单元的对地漏电流问题和孤岛及其检测技术问题。

1.3 本书的主要内容

光伏发电技术虽然起源很早，但真正得到发展不过是近十几年的事情，尤其

是在我国。特别是作为分布式发电系统中的重要组成部分的光伏并网发电技术，更是刚刚开始起步。虽然这方面的研究已经取得了一些成果，但还有许多重要的内容仍在研究中。本书的主要内容是对分布式发电系统和光伏发电领域一些现有成果的介绍。此外还对那些正在研究中的相关技术也有所提及，但限于作者的认知水平，只能是很肤浅的。

本书首先介绍了光伏发电的一些基础知识，包括光伏发电的基本原理、光伏电池（包括光伏电池的工作原理、等效电路、数学物理模型和发电效率及其影响因素）、光伏发电系统的组成与功能等。这部分内容对后面章节的展开有一个提纲挈领的作用。

分布式光伏发电系统与火电、水电等传统发电系统一个不同的地方就是大量电力电子变换器的应用。为此，本书对各种适用于光伏发电系统的常规电力电子变换器进行了简单、概括的介绍。同时结合目前的研究热点，介绍了光伏逆变器拓扑结构的最新研究进展。

考虑到解决偏远地区供电问题已经成为我国重要的战略规划，本书专辟一章介绍直流母线分布式光伏发电系统，并对其网络结构与优化、能量管理及分配、交流电网的连接方式与接口等进行了介绍。

交流母线分布式发电系统是包括太阳能在内的可再生能源发电的最佳结构。本书对其网络结构进行了介绍和讨论。光伏逆变器的并网、并联和控制是保证分布式光伏发电系统稳定和安全运行的关键技术，也是目前相关研究中的热点，本书对这些内容进行了着重介绍。

光伏发电系统具有很强的随机性和不确定性，其能量形式不是恒定的而是变化的，为了更有效地利用光伏系统能量，必须采取最大功率跟踪技术，这也是本书的重要内容之一。

储能元件和后备单元是光伏发电系统重要的组成部分。本书以蓄电池、超级电容和燃料电池为主，对光伏发电系统的储能和后备单元进行了介绍。

分布式发电系统必须具备能量优化管理、生产调度、安全预警及故障诊断等综合管理策略。与传统的集中式发电系统不同，分布式发电系统在这方面尚未有统一的执行标准。本书将介绍几种已经在工程实际中得到验证的综合管理方案。

分布式光伏发电系统是一种新鲜事物，也面临一些特殊问题，比如直流注入及对地漏电流问题、孤岛及其检测问题、稳定性问题等。这些问题的研究虽然取得了一些成果，但还在继续研究中。本书介绍了这些方面已经取得的最新成果。

最后，本书介绍了几个分布式光伏发电系统的实例，希望能为工程技术人员提供一些实用性的帮助。

第 2 章　光伏发电基础

光伏发电的基础部件就是光伏电池（又称太阳电池）阵列。太阳光经由光伏电池阵列才能转换为电能。因此，在对光伏发电技术及其在分布式发电系统的应用进行全面介绍之前，本章首先介绍光伏发电的基础，主要包括光伏电池的工作原理、数学物理模型及光伏系统的基本构成等。

2.1　光伏电池的基本原理和等效电路

2.1.1　光伏效应

太阳能是一种辐射能，它必须借助于能量转换器才能转换成为电能。这种把光能转换成电能的能量转换器，就是光伏电池。

光伏电池的物理基础是由两种不同半导体材料构成的大面积 PN 结，以及非平衡少数载流子在 PN 结内建电场作用下形成的漂移电流。用适当波长的光照射到半导体 PN 结时，半导体吸收光能后，使其原子产生电子-空穴对，并在势垒区内建电场的作用下，发生漂移运动而分离，电子被送入 N 型区，空穴被送入 P 型区，从而使 N 型区有过剩的电子，P 型区有过剩的空穴。这样，就在 PN 结的附近形成了与势垒电场方向相反的光生电场。光生电场的一部分与内建电场相抵消，其余的使 P 型区带正电，N 型区带负电，这种现象被称为光生伏特效应。这样，P 型区和 N 型区产生的光生载流子在内建电场的作用下，反向穿过势垒，形成光电流。该电流流过外部电路就会产生一定的输出功率，如图 2-1 所示。

2.1.2　单体光伏电池的等效电路和电量方程

实际中，当受到光照的光伏电池接上负载时，光生电流流经负载，并在负载两端建立起端电压，这时光伏电池的工作情况可用图 2-2 所示的等效电路来描述。图中把光伏电池看成能稳定地产生光电流 I_{ph} 的电流源（只要光源稳定）。其中，R_s 为串联电阻，它主要由电池的体电阻、表面电阻、电极导体电阻和电极与硅表面接触电阻所组成。R_{sh} 为旁漏电阻，也称为跨接电阻，它是由于硅片边缘不清洁或体内的缺陷引起的。显然，二极管的正向电流 I_D（通过 PN 结的总扩散电流）和旁路电流 I_{sh} 都要靠 I_L 提供，剩余的光电流经过 R_s，流出光伏电池

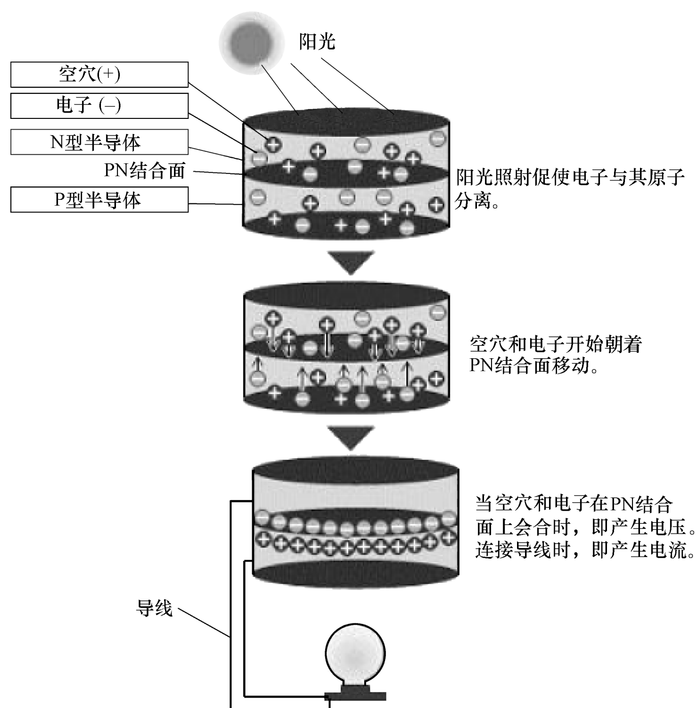


图 2-1 光伏电池基本原理——光伏效应

而进入负载。

描述光伏电池特性的两个重要参数分别是

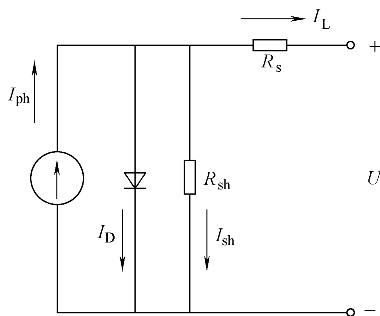


图 2-2 单体光伏电池的等效电路

1. 短路电流 I_{sc}

所谓短路电流就是将光伏电池置于标准光源的照射下，在输出短路时流过光伏电池两端的电流。测量短路电流的办法是用内阻小于 1Ω 的电流表接在光伏电池的两端。I_{sc}与光伏电池的面积大小有关，面积越大，I_{sc}值越大。一般来说，1cm^2 光伏电池的I_{sc}约为 16～30mA。同一块光伏电池，其I_{sc}与入射光谱辐射照度成正比。当环境温度升高时，I_{sc}值略有上升，一般温度每升高 1℃，I_{sc}约上升 78μA。

2. 空载电压 U_{oc}

所谓空载电压就是将光伏电池置于标准光源的照射下，在输出开路时光伏电

池的输出电压，其值可用高内阻的直流毫伏计测量。光伏电池的空载电压与光谱辐照度有关，与电池面积无关。在 $100\mathrm{MW/cm^2}$ 的太阳光谱辐照度下，单晶硅光伏电池的空载电压为 450～600mV，最高可达 690mV。当入射光谱辐照度变化时，光伏电池的空载电压与入射光谱辐照度的对数成正比。环境温度升高时，光伏电池的空载电压将下降，一般温度每升高 1℃，U_{oc} 下降 2～3mV。

由上述定义，可列出光伏电池等效电路中各变量的方程式如下：

$$I_{\mathrm{D}} = I_0 \left(\mathrm{e}^{\frac{qU_{\mathrm{D}}}{AkT}} - 1\right) \tag{2-1}$$

$$I_{\mathrm{L}} = I_{\mathrm{ph}} - I_{\mathrm{D}} - \frac{U_{\mathrm{D}}}{R_{\mathrm{sh}}} = I_{\mathrm{ph}} - I_0 \left(\mathrm{e}^{\frac{qU_{\mathrm{D}}}{AkT}} - 1\right) - \frac{U_{\mathrm{D}}}{R_{\mathrm{sh}}} \tag{2-2}$$

$$U_{\mathrm{oc}} = \frac{AkT}{q} \ln\left(\frac{I_{\mathrm{sc}}}{I_0} + 1\right) \tag{2-3}$$

式中，I_0 为光伏电池内部等效二极管 PN 结反向饱和电流，一般为常数；U_{D} 为等效二极管端电压；q 为电子电荷，$1.6\times10^{-19}\mathrm{C}$；$k$ 为玻耳兹曼常量，$0.86\times10^{-4}\mathrm{eV/K}$；$T$ 为热力学温度；A 为 PN 结曲线常数（取值范围为 1～5）。

2.1.3 光伏电池阵列

以上介绍的是单体光伏电池。单体光伏电池是用于光电转换的最小单元，其尺寸一般为 $4\sim100\mathrm{cm^2}$。通常单体光伏电池的工作电压范围为 0.45～0.50V，工作电流范围为 $20\sim25\mathrm{mA/cm^2}$，一般不能单独作为电源使用。为了满足实际应用的需要，须将单体光伏电池进行串联、并联并封装后，构成光伏电池组件（是可以单独作为电源使用的最小单元）可供使用。光伏电池组件包含一定数量的光伏电池。一个组件上，光伏电池的标准数量是 36～40 个（10cm×10cm），这意味着一个光伏电池组件大约能够产生 16V 的电压，正好能为一个额定电压为 12V 的蓄电池进行有效地充电。光伏电池组件具有一定的防腐、防风、防雹和防雨功能，广泛应用于各个领域和系统。

当应用场合需要较高的电压和电流，而单个光伏电池组件不能满足要求时，可把多个组件再经过串联、并联并安装在支架上，就构成了光伏电池阵列，简称光伏阵列，如图 2-3 所示。光伏阵列可以满足负载所需要的功率要求。

由于光伏电池组件具有与单体光伏电池类似的特性，因此单体光伏电池的各电量表达式同样适用于光伏阵列。描述光伏阵列的各电量，只需对光伏电池组件各电量进行缩放就可以了，即电压乘以串联数，电流乘以并联数。



图 2-3　光伏阵列

2.2　光伏电池的数学物理模型和伏安特性曲线

光伏电池本身外部特性具有很强的非线性，在使用时，温度、日照强度的变化均可影响系统的伏安及功率-电压（P-U）特性。式（2-2）是建立在物理原理上的实际光伏电池的解析表达式，广泛应用于光伏电池的理论分析中。但由于表达式中的四个参数（I_{ph}、I_0、R_{sh} 和 A）不仅与电池温度和光照强度有关，而且确定十分困难，因此不适合工程上应用。为此，需要给出适于工程实际的光伏电池的数学物理模型，并在此基础上得到其伏安特性曲线。

2.2.1　光伏电池的数学物理模型

光伏电池的实用化表达式不仅要求体现光伏电池的技术特性参数，还要便于计算机分析计算，即由输入的光伏电池实际测量的技术参数，通过实用化方程就能够再现光伏电池的伏安特性曲线。实用化表达式就在式（2-2）的基础上进行工程化推导，同时考虑到 U_D 与输出电压 U 的关系：

$$U_D = U + I_L \cdot R_s \tag{2-4}$$

通常情况下，R_{sh}数值很大，R_s 数值很小，因此在计算时均可忽略不计。这样就有 $I_{ph} \approx I_{sc}$，$U_D \approx U$。于是式（2-2）就可以简化为

$$I_L = I_{sc}\left[1 - C_1\left(e^{\frac{U}{C_2 U_{oc}}} - 1\right)\right] \tag{2-5}$$

式中，$C_1 = I_0/I_{sc}$；$C_2 = \dfrac{1}{\ln\left(\dfrac{1}{C_1} + 1\right)}$。

在最大功率点处，有 $I_L = I_m$、$U = U_m$，代入式（2-5），有

$$I_m = I_{sc}\left[1 - C_1\left(e^{\frac{U_m}{C_2 U_{oc}}} - 1\right)\right] \tag{2-6}$$

由于 $e^{\frac{U_m}{C_2 U_{oc}}} \gg 1$，忽略式（2-6）中-1 项，可解出 C_1

$$C_1 = \left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}}\right)e^{-\frac{U_m}{C_2 U_{oc}}} \tag{2-7}$$

开路时，$I_L = 0$，$U = U_{oc}$，将式（2-7）代入式（2-5），有

$$I_L = I_{sc}\left[1 - \left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}}\right)e^{\frac{-U_m}{C_2 U_{oc}}}\left(e^{\frac{1}{C_2}} - 1\right)\right] \tag{2-8}$$

由于 $e^{\frac{1}{C_2}} \gg 1$，忽略式（2-8）中-1 项，可解出 C_2，有

$$C_2 = \frac{\left(\frac{U_m}{U_{oc}} - 1\right)}{\ln\left(1 - \frac{I_m}{I_{sc}}\right)} \tag{2-9}$$

因此，利用该模型只需要输入光伏电池通常的技术参数 I_{sc}、U_{oc}、I_m 和 U_m，就可以根据式（2-7）、式（2-9）求出 C_1 和 C_2，最后由式（2-5）确定光伏电池的伏安特性曲线。

2.2.2 光伏电池的伏安特性曲线和填充因数

根据前面的方法，考虑到不同的光照强度，可以得到光伏电池的伏安特性曲线如图 2-4 所示。通过该曲线可以看出，光伏电池的输出电流和输出电压均与太阳辐照的通量密度成正比的关系。不同的光照强度条件下，可得到不同的特性曲线。光伏电池输出伏安特性曲线与电流轴的交点为短路电流 I_{sc}，与电压轴的交点为空载电压 U_{oc}。从伏安特性曲线可以看出，光伏电池既非恒压源，也非恒流源，而是一种非线性直流电源。光伏阵列的伏安特性曲线与负载特性曲线 L 的交点 A、B、C、D 和 E 即为光伏电池的工作点。如果能使工作点移至光伏阵列伏安特性曲线某一点（如图中 A′、B′、C′、D′、E′），使得此点对应的电流值 I_m、电压值 U_m 围成的矩形面积最大，则称此点为光伏阵列的最佳输出功率或最大输出功率 P_m。

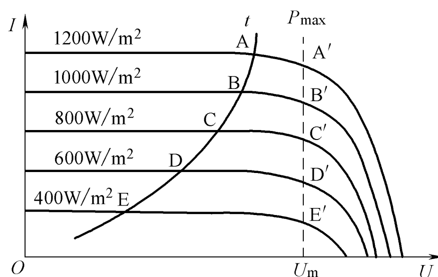


图 2-4 光伏电池在不同光照下的伏安特性曲线

由此，可以引出表征光伏电池优劣的一个重要参数，即填充因数 FF：

$$FF = \frac{U_m I_m}{U_{oc} I_{oc}} \tag{2-10}$$

式中，FF 是评估光伏电池负载能力的重要因素。一般而言 $FF < 1$，例如常规的硅光伏电池的 FF 为 0.75 ~ 0.8。FF 与多方面因素有关，如电池材料的 PN 结曲线常数 A、串联电阻 R_s 和并联电阻 R_{sh} 等电池内部因素，以及光照强度、工作温度等电池外部因素。

为了更有助于精确寻找最大功率点，可以根据伏安特性曲线绘制出图 2-5 所示的功率电压（P-U）特性曲线。可以看出在到达 P_m 之前，曲线近似为直线线段，随着 U 的升高 P 线性增大。该线段越陡，伏安特性曲线越接近矩形，曲线填充因数 FF 越大。此时对应的光伏电池输出特性也就越好，电池的光电转换效率就越高。

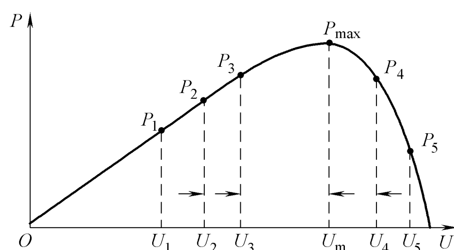


图 2-5　光伏电池的 P-U 曲线

2.3　光伏电池的转换效率及其影响因素

2.3.1　光伏电池的转换效率

光伏电池的转换效率是光伏电池的输出功率 P 与投射到电池表面上的全部光功率 P_{in} 之比，其值取决于工作点，在零和最大功率点处的效率最大值之间变化。通常采用效率的最大值作为光伏电池的效率，即

$$\eta = \frac{U_m I_m}{P_{in}} = \frac{U_m I_m}{SA_{all}} \times 100\% \tag{2-11}$$

式中，A_{all} 为电池总的光照表面积；S 为光照强度。光照强度的单位为 W/m^2，在大气层之外其值最大，为 $1.37kW/m^2$，称为太阳常数。

需要特别注意的是，如果光伏阵列不工作于最大功率点，则其实际效率都低于按此定义的效率值。

影响光伏电池转换效率的因素非常多，比如光的反射作用、材料内部的禁带宽度、填充因数及杂散电阻等。其中最为重要的有三个：光谱响应、光照特性和温度特性。

2.3.2　光谱响应

太阳光谱中，不同波长的光具有不同的能量，所含的光子数目也不相同。因

此，光伏电池接受光照射所产生的光子的数目也就不同。为反映光伏电池的这一特性，需要引入光谱响应这一参量。

光伏电池在入射光中每一种波长的光能作用下所收集到的光电流，与相对于入射到电池表面的该波长的光子数之比，叫做光伏电池的光谱响应，又称为光谱灵敏度。

光伏电池的光谱响应，与太阳电池的结构、材料性能、结深、表面光学特性等因素有关，并且它还随环境温度、电池厚度和辐射损伤而变化。

几种常用的光伏电池的光谱响应曲线如图 2-6 所示。

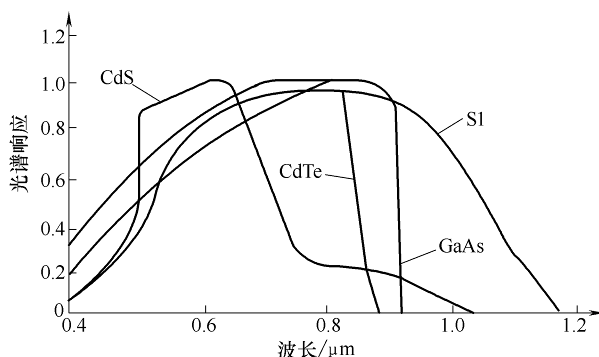


图 2-6 光伏电池光谱响应曲线

2.3.3 光照特性

为了研究光照强度对光伏电池伏安特性的影响，仅对改变光照强度而保持其他条件（主要是温度、大气质量等）不变进行研究。图 2-4 给出的就是在以上假设下不同光照强度时的光伏电池伏安特性，可以看出，光伏电池输出的最大功率 P_m、空载电压 U_{oc} 和短路电流 I_{sc} 都受到光照强度 S 的影响，光伏电池的伏安特性曲线和光照强度呈一一对应关系。如图 2-4 中所示，短路电流受光照强度的影响比较强烈，而空载电压对光照强度的影响则相对很小。如果进行较为粗略的简化，可以设 $I_m \propto I_{sc} \propto S$。而根据式（2-3），有 $U_m \propto U_{oc} \propto \ln S$。再根据式(2-11)，则有

$$\eta = \frac{U_m I_m}{SA_{all}} \propto \frac{\ln SS}{S} = \ln S \tag{2-12}$$

也就是说，在其他条件不变的情况下，光伏电池的转换效率与光照强度的对数近似呈正比，这是光伏电池非常特别并且在实际使用中非常重要的一个特性。这表明光伏电池具有相当好的部分负载特性，即光伏电池在带有部分负载时的效率不见得会比带额定负载时的效率低，这已经为实践所验证。不过这一结论有个前提条件，即要求光伏电池的工作点始终保持在其最大功率点上，这必须通过相

应的控制手段予以保证。有关光伏电池最大功率点跟踪控制的内容将在第 6 章中详细展开。

2.3.4　温度特性

当光伏电池本身温度发生变化时，其伏安特性也会有相应的变化，从而最终影响其转换效率。图 2-7 所示为同一光照强度下，温度不同时光伏阵列的伏安特性曲线。图中标出点为不同温度时，光伏阵列的最大功率点。从图中可见，空载电压线性地随电池温度变化，而短路电流变化缓慢。温度对伏安特性的较大影响反映在最大输出功率上，光伏电池具有负的温度系数，即在某一温度范围内，光伏电池温度越高，其所能输出的最大功率越小，效率也越低。因此，如果要标定某一光伏电池的效率，必须同时给出其相应的温度。

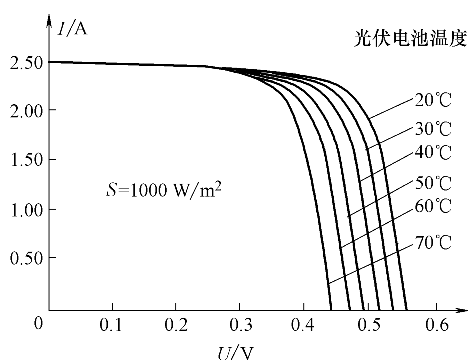


图 2-7　光伏电池的温度特性

光伏电池在光照强度为 $1000\mathrm{W/m^2}$，温度变化范围在 20 ~ 70℃时效率变化的情况，可以用下式近似地表达：

$$\eta = \eta_0[1-\alpha(T-T_0)] \tag{2-13}$$

式中，$\alpha=0.0049$；$\eta_0=0.1$；$T_0=0℃$。

根据式（2-13），当温度升高 10℃时，光伏电池的效率下降约 5%，这是个典型的数量级。由此可以看出，温度对光伏电池的影响是不容忽视的。图 2-8 所示为同一光照强度、不同温度下，光伏电池的 P-U 曲线图。从图中可以看出，温度每升高 1℃，效率的损失率为 0.35% ~0.45%，也就是说，在 20℃工作的光伏电池的输出功率比在 70℃工作时高 20%。国际上定义标准的光伏电池温度为 25℃。

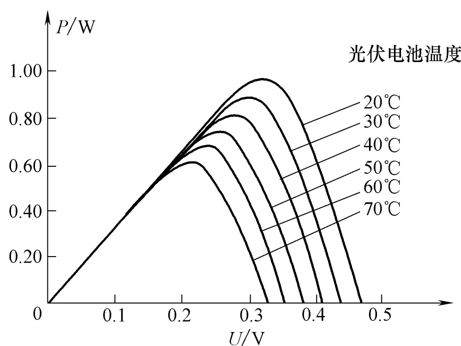


图 2-8　不同温度下，光伏电池的 P-U 曲线

2.3.5　环境因素对光伏电池数学物理模型的修正

光伏电池的伏安特性与光照强度和电池温度有关，可以认为光伏电池的数学

物理模型方程以光照强度和电池温度作为参变量。通常，光照强度 S 变化范围为 $0 \sim 1000\mathrm{W/m^2}$，电池温度变化范围为 $10 \sim 70℃$。

由于生产厂商通常只提供太阳电池组件在标准测试条件下测出的 I_{sc}、U_{oc}、I_m 和 U_m，所以按照实用化表达式可以得到在标准测试条件下的太阳电池伏安特性曲线，取 $S_{ref} = 1000\mathrm{W/m^2}$、$T_{ref} = 25℃$ 为参考光照强度和参考电池温度。当电池温度 T、光照强度 S 不是参考光照强度和参考电池温度时，必须考虑它们的影响，并需要对光伏电池的数学物理模型进行修正。环境温度 T_{air} 与电池温度 T 的关系为

$$T = T_{air} + 0.03S \tag{2-14}$$

根据参考光照强度和参考电池温度下的 I_{sc}、U_{oc}、I_m 和 U_m，可以推算出新的光照强度和新的电池温度下的 $I_{sc'}$、$U_{oc'}$、$I_{m'}$ 和 $U_{m'}$，再将它们代入实用表达式，即可得到新的光照强度和新的电池温度下的伏安特性曲线。

$$\Delta T = T - T_{ref} \tag{2-15}$$

$$\Delta S = S/S_{ref} - 1 \tag{2-16}$$

$$I_{sc'} = I_{sc}(\Delta S + 1)(1 + a\Delta T) \tag{2-17}$$

$$U_{oc'} = U_{oc}(1 - c\Delta T)\ln(1 + b\Delta S) \tag{2-18}$$

$$I_{m'} = I_m(\Delta S + 1)(1 + a\Delta T) \tag{2-19}$$

$$U_{m'} = U_m(1 - c\Delta T)\ln(1 + b\Delta S) \tag{2-20}$$

推算过程中假定伏安特性曲线形状不变，系数 a、b 和 c 的典型值为 $a = 0.0025/℃$，$b = 0.5$，$c = 0.00288/℃$。

相关文献证明，按照上述公式计算出的各电量数值与实测数值的误差均在10%以内，也就是说，在实际应用中完全可以按上述公式绘出精确度相当高的伏安特性曲线。

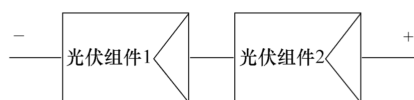
2.4 阴影条件下光伏阵列的输出特性

前面已经对光伏电池单体的输出特性及其影响因素进行了详细的介绍。在实际应用中，需要将光伏电池单体组合为光伏组件以满足功率要求。在大功率系统中，则要把光伏组件组合为光伏阵列。在统一光照模式下，光伏阵列的工作状态是对负载输出能量，而当阴影条件发生时，被遮挡的部分会消耗能量并开始发热，久而久之就会形成热斑，对光伏阵列造成极大的损坏。在光伏阵列内部反并联旁路二极管，可以对光伏阵列进行保护，但会造成光伏阵列在阴影条件下 P-U 曲线的多峰现象。下面以由两个光伏组件 BP3160（36 个光伏单体串联组成）的最小光伏阵列对热斑现象和多峰现象进行分析。

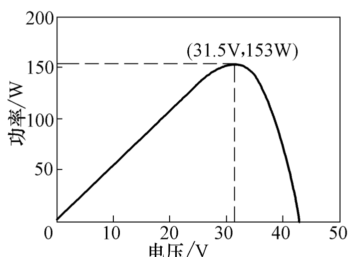
2.4.1　热斑现象分析

在统一光照模式下，光伏阵列内部各个模块都承受正压，工作状态是对外输出能量，如图 2-9a 所示的由两个光伏组件串联形成的最小光伏阵列 A。如果光照强度为 1000W/m²，温度为 298K（光伏组件未受阴影遮挡）时，其 *P*-*U* 曲线如图 2-9b 所示。由图中可见，光伏组件能够输出较高的能量，其最大功率点为（31.5V，153W）。

当图 2-9 中的光伏阵列 A 中的光伏组件 2 受到阴影遮挡时，如图 2-10a 所示，如果此时组件 1 的光照强度为 1000W/m²，组件 2 的光照强度为 300W/m²，温度仍为 298K。此时光伏组件的 *P*-*U* 曲线如图 2-10b 所示。从图 2-10b 中可看出，光伏组件对外输出能量效率较低，仅为未受遮挡时输出功率的 $\frac{1}{3}$。

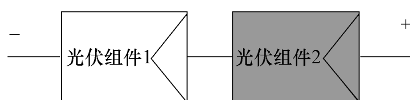


a) 两组件串联的光伏阵列A

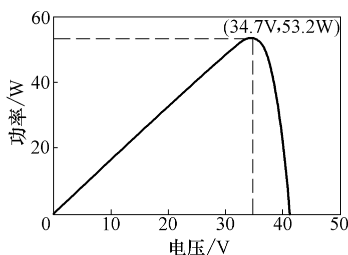


b) 无遮挡时光伏组件A的*P*−*U*曲线

图 2-9　无阴影遮挡时光伏阵列及其输出特性



a) 组件2被阴影遮挡时的光伏阵列A



b) 有阴影遮挡时光伏组件A的*P*−*U*曲线

图 2-10　有阴影遮挡时光伏阵列及其输出特性

出现以上情况，主要是由于被阴影遮挡的光伏组件 2 的输出特性发生了变化。由电路原理可知，当两电流不等的电流源串联时，电流大的电流源会向电流小的电流源倒灌电流，稳定时总电流为两电流源电流的平均值。电流小的电流源接受了倒灌电流（与总电流方向相反），而承受反压。对于图 2-10a 所示的有阴影遮挡的光伏阵列 A 中，光伏组件 1 无遮挡，输出电流大，相当于上述串联回路中电流大的电流源；光伏组件 2 受到遮挡，光照强度大幅下降，输出电流小，相当于上述串联回路中电流小的电流源。根据上述分析可知，光伏组件 1 会向光伏组件 2 倒灌电流。

图 2-11 给出了受阴影遮挡后，光伏组件 2 的伏安特性曲线。由图中可见光

伏组件2的工作区间为第一象限和第二象限。工作在第一象限时，光伏组件2承受正压，工作状态是向外输出能量；工作在第二象限时，光伏组件2承受反压，工作状态是自身吸收能量。若光伏组件2长期工作在第二象限内，自身吸收能量所转化的热量不能及时散发掉，就会在光伏组件上形成热点，对光伏阵列造成很大的损坏，这就是所谓的热斑现象。如果光伏组件2所承受的反压大于某一阈值，则会使光伏组件内的PN结雪崩击穿，输出电流会呈指数曲线上升，造成光伏阵列的永久损坏。

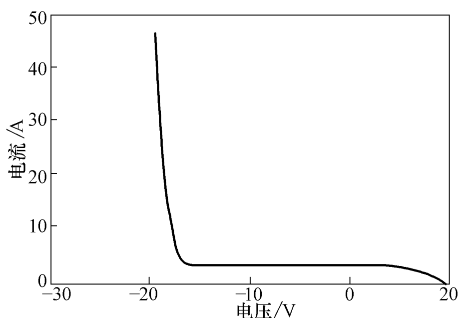


图2-11 阴影遮挡后光伏组件2的伏安特性

2.4.2 多峰现象分析

为了避免热斑现象的发生，可以在光伏组件两端反向并联旁路二极管，如图2-12所示。当阴影条件发生时，如果光伏组件2工作在第二象限，即光伏组件2承受反压，则其反并联的旁路二极管就会自然导通，从而避免热斑现象的发生。

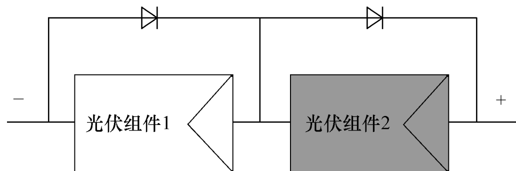


图2-12 带反向并联二极管的光伏阵列B

设定光伏阵列B中光伏组件1的光照强度为1000W/m^2，光伏组件2的光照强度为300W/m^2，温度为298K，其*P-U*曲线呈现多峰特性，*I-U*曲线呈现多阶梯特性，如图2-13和图2-14所示。

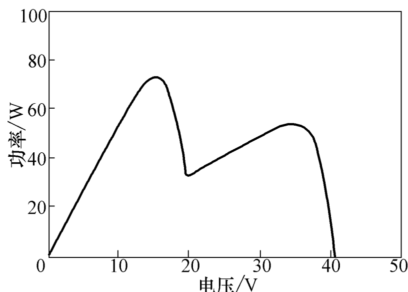


图2-13 阴影遮挡后光伏阵列B的*P-U*曲线

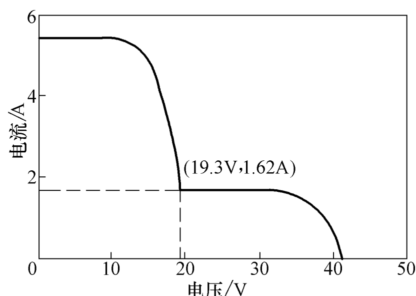


图2-14 阴影遮挡后光伏阵列B的*I-U*曲线

对比光伏阵列A和光伏阵列B，两者的光照、温度情况均相同，不同的是光

伏阵列 B 中光伏组件两端带有反并联旁路二极管，而 A 没有。因此，旁路二极管的存在，引起了光伏阵列 B 光伏 *P-U* 曲线双峰现象的出现。下面分析其原因。

在考虑旁路二极管的情况下，光伏阵列 B 中光伏组件 1 的 *I-U* 特性曲线为图 2-15a 中的曲线 1，光伏组件 2 的 *I-U* 特性曲线为图 2-15b 曲线 2，光伏组件 1 和光伏组件 2 串联后光伏阵列 B 的 *I-U* 特性曲线为图 2-15c 曲线 3。当光伏组件 1 工作在 AB 区间时，光伏组件 2 工作在 DE 区间，此时光伏组件 1 正常工作，旁路二极管截止，光伏组件 2 的旁路二极管导通，其两端电压为 0；当光伏组件 1 工作在 BC 区间时，光伏组件 2 工作在 EF 区间，此时光伏组件 1 与光伏组件 2 正常工作，旁路二极管均处于截止状态。由于光伏组件 1 与光伏组件 2 串联，电流相同，故以电流为基准，将曲线 1 和曲线 2 的电压相加，这样就形成曲线 3，如图 2-15c 所示。

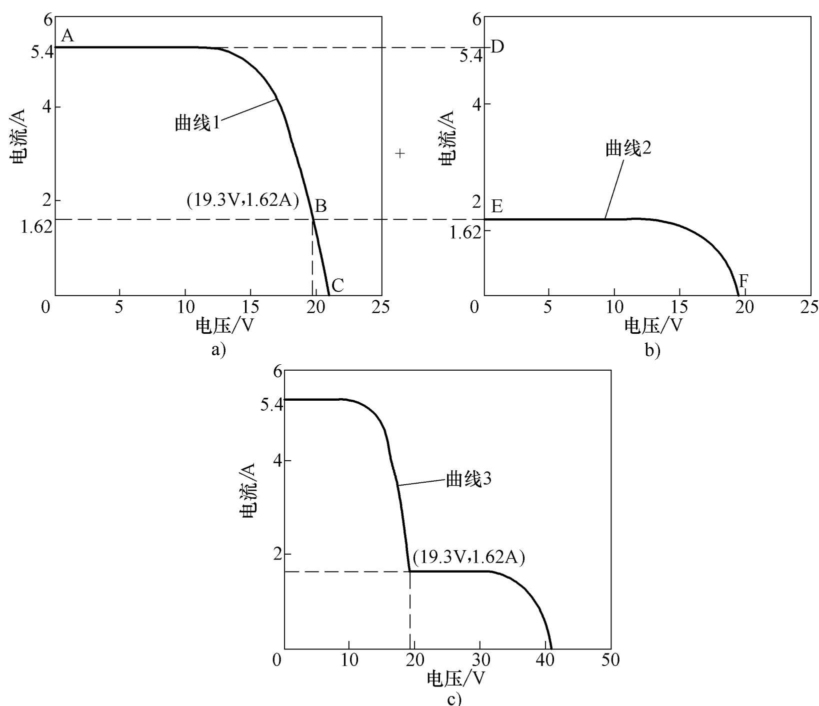


图 2-15　阴影遮挡后双峰特性的形成过程

2.4.3　引起光伏阵列多峰输出特性的因素

上述分析只是从外特性出发，对阴影条件下光伏阵列多峰特性作出的基本分析，这是远远不够的。下面对引起光伏阵列多峰输出特性的内在因素进行分析。

2.4.3.1 阴影位置

由于云彩或周围建筑物对太阳光的遮挡，以及光伏阵列上积累的灰尘对太阳光吸收的影响，均会造成光伏阵列不同位置的光照强度不同。阴影可以发生于光伏阵列串联的光伏模块之间和并联的光伏模块之间，但对光伏阵列多峰输出特性的影响不同。

1. 串联组件

当阴影遮挡到光伏阵列中的串联组件时（以两个串联组件为例），一般有两种情况：一种是阴影完全遮挡一个光伏组件；另一种是阴影遮挡了一个光伏组件的局部。

图2-16a所示是第一种情况。光伏组件2被阴影完全遮挡，光伏组件1未被遮挡。设定光伏组件1受到的光照强度为1000W/m^2，光伏组件2受到的光照强度为300W/m^2，温度均为298K。在这种情况下，光伏组件的*P*-*U*曲线如图2-16b所示。从图中可以看出，最大功率点为（15.5V，75W）。

图2-17a所示是第二种情况，光伏组件2被阴影遮挡了一半，光伏组件1未被遮挡。假设光伏组件1的光照强度为1000W/m^2，光伏组件2被遮挡部分的光照强度为300W/m^2，未被遮挡部分的光照强度仍为1000W/m^2，温度均为298K。这种情况下，光伏组件的*P*-*U*曲线如图2-17b所示。从图中可以看出，最大功率点为（15.5V，75W）。

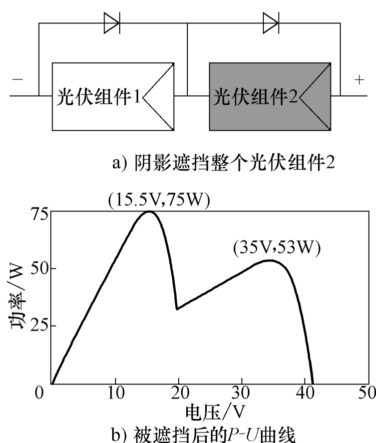


图2-16 光伏组件2全部遮挡时的示意图及*P*-*U*曲线

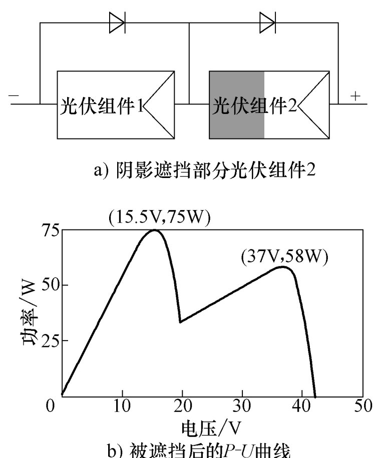


图2-17 光伏组件2部分遮挡时的示意图及*P*-*U*曲线

两种情况下的最大功率点均为（15.5V，75W），而且都出现了双峰的情况。虽然图2-17中光伏组件2只有局部被阴影遮挡，但相比于图2-16，两者的*P*-*U*曲线几乎一致。由此可知，不论是全部遮挡还是局部遮挡，都可以看做一种情况

来处理，即将局部遮挡的情况视为全部遮挡，可以很大的简化模型的复杂度。

2. 并联组件

当阴影遮挡到光伏组件中的并联组件时（以两个并联组件为例），一般也有两种情况：一种是阴影完全遮挡一个光伏组件；另一种是阴影遮挡了一个光伏组件的局部。

如图2-18所示，光伏组件2被阴影完全遮挡，光伏组件1未被遮挡。设定光伏组件1受到的光照强度为1000W/m^2，光伏组件2受到的光照强度为300W/m^2，温度均为298K。在这种情况下，光伏组件的*P*-*U*曲线如图2-19所示。从图中可以看出，最大功率点为（15.7V，100W），但是光伏组件的*P*-*U*曲线仍然是呈现单峰特性。

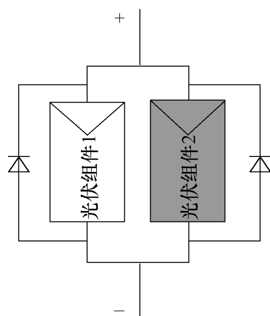


图2-18　并联组件中阴影遮挡整个组件

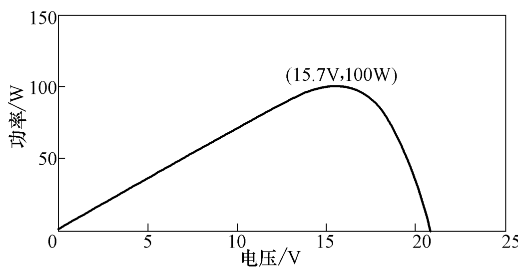


图2-19　被遮挡后的*P*-*U*曲线

图2-20所示是另一种情况。光伏组件2被阴影遮挡了一半，光伏组件1未被遮挡。假设光伏组件1的光照强度为1000W/m^2，光伏组件2被遮挡部分的光照强度为300W/m^2，未被遮挡部分的光照强度仍为1000W/m^2，温度均为298K。这种情况下，光伏组件的*P*-*U*曲线如图2-21所示。从图中可以看出，最大功率点为（16.1V，102W）。

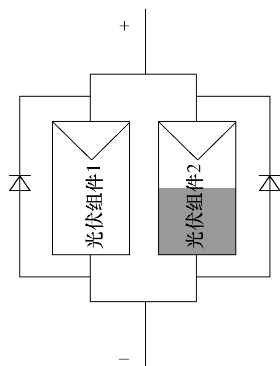


图2-20　并联组件中阴影遮挡局部组件

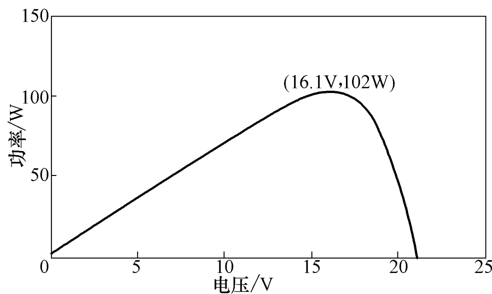


图2-21　被遮挡后的*P*-*U*曲线

两种情况下的 *P-U* 曲线均呈现单峰特性，所以阴影对并联光伏组件的影响并不会引起其多峰的特性。另外，从图2-19 和图2-21 可看出，其 *P-U* 曲线基本相同，最大功率点也近似一致，光伏组件 2 虽然是部分遮挡，但是对输出效率的提升很有限，所以局部遮挡和全部遮挡均可看做全部遮挡来处理。

综上所述，阴影只有出现在串联光伏组件上才会引起光伏组件的多峰现象，出现在并联组件上并不会引起多峰现象。

2.4.3.2 温度

在无阴影遮挡的情况下，外界温度的改变会影响光伏组件的开路电压以及最大功率点，但是不同光伏组件温度的差异能否引起光伏组件的多峰现象不得而知，因此下面将对这种情况进行分析。

首先分析串联组件的情况，假设光伏组件 1、光伏组件 2 串联，光伏组件 1 的工作温度为 298K，光伏组件 2 的工作温度为 318K，光照强度均为 1000W/m^2，其 *P-U* 曲线如图 2-22 所示。从图中可以看出 *P-U* 曲线呈现单峰特性，温度的差异并没有造成光伏组件的多峰现象。

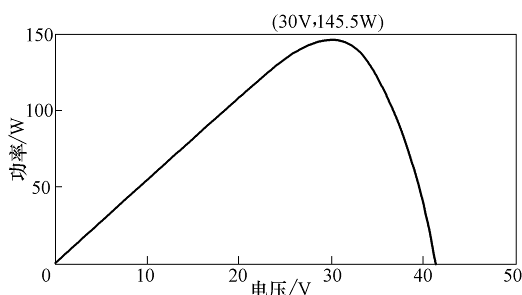


图 2-22 不同温度下串联光伏组件的 *P-U* 曲线

再来分析并联组件的情况，假设光伏组件 1、光伏组件 2 并联，光伏组件 1 的工作温度为 298K，光伏组件 2 的工作温度为 318K，光照强度均为 1000W/m^2，其 *P-U* 曲线如图 2-23 所示。从图中可以看出，温度的差异也没有造成光伏组件的多峰现象。

在两种情况下，由于连接方式的不同造成了开路电压的不同，但是最大功率点基本一致，而且光伏组件温度的差异均未造成 *P-U* 曲线多峰现象的出现。所以在分析模型时，可以忽略温度差异带来的影响，将模型中的温度统一化，为分析问题带来方便。

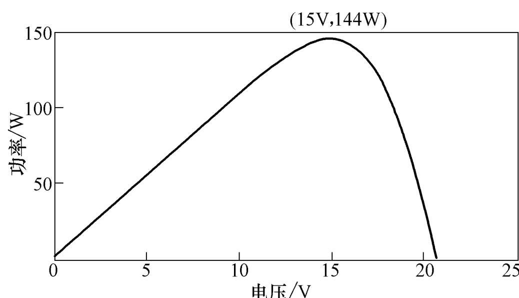


图 2-23 不同温度下并联光伏组件的 *P-U* 曲线

2.5 光伏电池的分类

光伏电池多用半导体材料制造而成，发展至今，业已种类繁多、形式多样。光伏电池的分类主要有两种形式：一种是按电池结构分类，另一种是按电池材料分类。

2.5.1　按结构分类

按结构，光伏电池可分为以下几类：

（1）同质结光伏电池

同质结光伏电池是由同一种半导体材料构成一个或多个 PN 结的光伏电池。

（2）异质结光伏电池

异质结光伏电池是用两种不同禁带宽度的半导体材料在相接的界面上构成一个异质 PN 结的光伏电池。如果两种异质材料的晶格结构相近，界面处的晶格匹配较好，则称为异质面光伏电池。

（3）肖特基结光伏电池

肖特基结光伏电池是用金属和半导体接触组成一个肖特基势垒的光伏电池，也叫做 MS（金属-半导体）光伏电池。其原理是基于在一定条件下金属和半导体接触时可产生整流接触的肖特基效应。这种结构的光伏电池已经发展为金属-氧化物-半导体（MOS）光伏电池和金属-绝缘体-半导体（MIS）光伏电池。

（4）薄膜光伏电池

薄膜光伏电池是指利用薄膜技术将很薄的半导体光电材料铺在非半导体的衬底上而构成的光伏电池。这种电池可大大地减少半导体材料的消耗（薄膜厚度以微米计），从而大大降低了光伏电池的成本。

（5）叠层光伏电池

叠层光伏电池是指将两种对光波吸收能力不同的半导体材料叠在一起构成的光伏电池。鉴于波长短的光子能量大，在硅中的穿透深度小的特点，通常是让波长最短的光线被最上边的宽禁带材料电池吸收，波长较长的光线能够透射进去让下边禁带较窄的材料电池吸收，这样就可能最大限度地将光能变成电能。

（6）湿式光伏电池

湿式光伏电池是指在两侧涂有光活性半导体膜的导电玻璃中间加入电解液而构成的光伏电池。这种结构的光伏电池不但可以减少半导体材料的消耗，还为建筑物和太阳能应用的一体化设计创造了条件。

2.5.2　按材料分类

按材料，光伏电池包括以下三类：

（1）硅光伏电池

这种电池是以硅为基体材料的光伏电池，包括单晶硅光伏电池、多晶硅光伏电池和非晶硅光伏电池等。单晶硅光伏电池材料结晶完整，载流子迁移效率高，串联电阻小，光电转换效率最高（可达 20% 左右），但成本比较昂贵。制作多晶硅光伏电池的材料，用纯度不太高的太阳级硅即可。而太阳级硅由冶金级硅用简

单的工艺就可加工制成。多晶硅材料又有带状硅、铸造硅、薄膜多晶硅等多种类型，用它们制造的光伏电池又分为薄膜和片状两种。多晶硅光伏电池的转换效率比单晶硅光伏电池低。非晶硅光伏电池是采用内部原子排列短程有序而长程无序的非晶硅材料制成。非晶硅材料基本被制成薄膜电池形式，造价低廉，光电转换效率低，稳定性也不如晶体硅光伏电池，主要应用于弱光性电源。

（2）非硅半导体光伏电池

主要包括硫化镉光伏电池和砷化镓光伏电池。硫化镉分为单晶和多晶两种。常见的有硫化亚铜/硫化镉光伏电池、碲化镉/硫化镉光伏电池、铜铟硒/硫化镉光伏电池等。砷化镓具有较好的温度特性，理论效率高，较适于制成太空光伏电池。

（3）有机光伏电池

主要是由一些有机的光电高分子材料构成的光伏电池。

2.6 光伏系统的组成

光伏系统就是光伏电池应用系统，或称光伏电池发电系统。光伏系统通常由光伏阵列、能量优化控制器、储能组件及逆变器等部分组成。光伏系统一般分为独立光伏系统和并网光伏系统两大类。独立光伏系统是指供用户单独使用的光伏系统，如在边远地区使用的家用光伏电源等。并网光伏系统是指与电网系统相连的光伏系统，产生的电能可以输入电网。这里所称的电网可以是传统意义上的大电网，也可以是由各种可再生能源构成的分布式发电系统。在本书中主要是指后者。

2.6.1 独立光伏系统

独立光伏系统的典型结构如图2-24所示。由于环境因素的影响，光伏阵列发出的电能是波动的，不能直接提供给负载使用，因此需要在光伏阵列和负载之间加入能量优化控制器。能量优化控制器要具有最大功率点跟踪的功能。为了使负载获得稳定的能量，独立光伏系统必须配备储能组件。当光伏阵列发出的电能超过负载需求时，多余能量可存储在储能组件中；当光伏阵列发出的电能不能满足负载需求时，储能组件作为补充能源向负载供电。储能组件与能量优化控制器需要联合控制，既需要实现最大功率点跟踪，又要能获得输出稳定的直流电源（即恒压源或恒流源）。

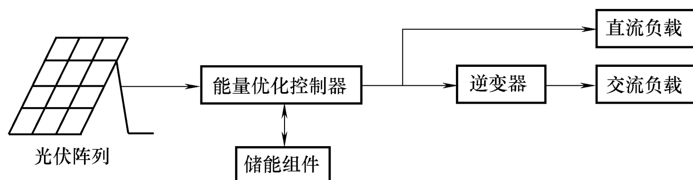


图2-24 独立光伏系统原理示意图

光伏阵列在经过能量优化控制器和储能组件的联合控制后，得到稳定的直流输出（一般为电压源）。该电源可以直接提供给直流负载，也可以经逆变器转换为交流电提供给交流负载。

光伏系统中的储能组件可以采用多种设备。目前，最常用的储能组件就是蓄电池。此外，超级电容、超导线圈以及飞轮都可以作为储能组件。光伏系统还可以使用扬水蓄能设备作为储能组件，即所谓光伏水泵。光伏水泵已经在偏远地区推广使用。

由于光伏系统不能获得连续的功率输出（比如夜间或阴雨天气，就几乎没有有效的功率输出），因此单一能源的光伏系统应用受到了限制。将光伏电池与其他能源形式联合起来供电成为了一种趋势。图 2-25 所示是由小型直流风力发电机与光伏电池构成小型风光互补发电系统，可用于公路照明系统。

在图 2-25 中，已经包含两种能源种类和能量来源，也出现了公共的直流母线，因此广义地说这种小型风光互补发电系统已经构成了一个微型分布式发电系统。当然这种小型风光互补发电系统的结构简单、容量较小，不必要按大型发电系统进行相关评估和设计，所以在习惯上把图 2-25 这种发电系统仍称为独立运行发电系统。

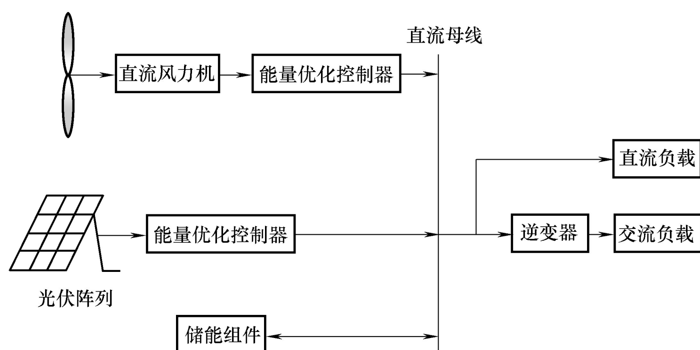


图 2-25　小型风光互补发电系统原理示意图

2.6.2　并网光伏系统

顾名思义，并网光伏系统就是与电网并联的光伏系统。这里的电网，可以是传统的大电网，也可以是基于可再生能源的分布式电网；既可以是交流电网，也可以是直流电网。一个满足并网光伏系统定义的最小系统如图 2-26 所示。

在最小并网光伏系统中，只有一个光伏阵列。光伏阵列发出的电能经具有能量优化控制功能的逆变器变换为交流电，再与交流电网并联，共同向负载供电。这也是传统的并网光伏系统的基本构成。在这里，光伏阵列只是作为补充能源，为负载供电的主要是大电网，因而光伏阵列的输出能力不必与负载匹配，也无需由储能组件优化能量分配。

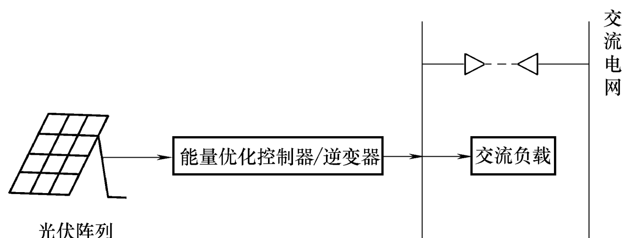


图 2-26 最小并网光伏系统原理示意图

随着光伏发电技术的不断成熟和推广应用，光伏系统的容量等级也不断提升。大型光伏电站的容量等级已经达到 20 ~ 400kW，最高的甚至已经达到兆瓦级。这种容量等级下，光伏系统已经与小型热电厂的输出能力不相上下，因而图 2-26 所示的并网光伏系统已经不能满足需要。

另外，光伏系统与分布式发电系统的关系密切，也使得并网光伏系统的构成多样化起来。前面已经提到，分布式发电系统是指由多能量来源、多能源种类构成的混合式发电系统。所谓多能量来源，是指分布式发电系统与传统电厂的集中供电不同，是由多个容量等级不一的发电设备联合在一起发电。所谓多能源种类，是指分布式发电系统中包含各种能源形式。目前主要是包括光伏发电、风力发电、燃料电池和潮汐发电等。因此即使是能源类型相同，比如都是光伏系统，只要具备多来源的性质，就都属于分布式发电系统。

根据以上光伏系统与分布式发电系统的新进展，本书将按新的分类方法描述并网光伏系统。这个新的分类方法就是按公共母线的性质来划分并网光伏系统。具体而言，本书把并网光伏系统分为三类：①直流母线式并网光伏系统；②交流母线式并网光伏系统；③交直流混合母线式并网光伏系统。

2.6.2.1 直流母线式并网光伏系统

随着光伏系统的不断发展，许多屋顶光伏发电系统的容量已超过 3kW。如果采用传统结构，直接将多路光伏阵列串联、并联，会由于各阵列之间的特性存在差异，光照和温度条件也不相同，最终导致各阵列的不匹配。同时，这种方式也无法实现各阵列的最大功率点跟踪。因此，可对各光伏阵列分别进行能量优化控制，输出并入公共直流母线，然后再提供给负载。这种方式可称为直流母线式并网光伏系统，如图 2-27 所示。在该系统中，由于各支路都需要实现最大功率点跟踪，又要同时保持直流母线电压稳定，因此需要配备储能组件。在直流系统中，各能量优化控制器均需采用 DC-DC 变换器。

直流母线式并网光伏系统尤其适用于对远离交流电网的偏远地区供电，也可以应用于封闭式小区自供电系统。直流母线式并网光伏系统也可以通过逆变器并入交流电网，这就构成交直流混合母线式并网光伏系统。直流母线式并网光伏系

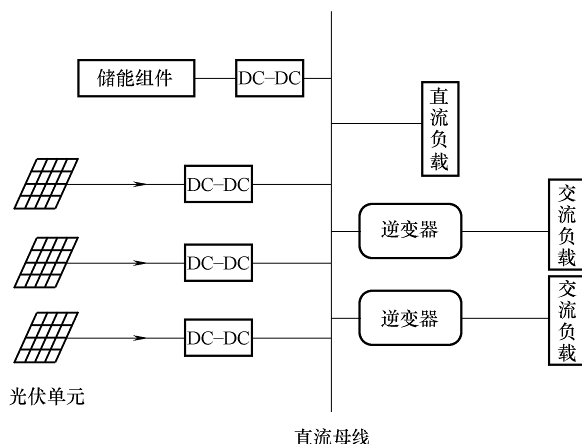


图 2-27　直流母线式并网光伏系统示意图

统中的电网是低压直流电网，与传统的交流电网和高压直流电网不同，与其相关的能量分配方案、稳定性分析等方面，还在进一步研究中。

2.6.2.2　交流母线式并网光伏系统

交流母线式并网光伏系统是目前应用最多的并网光伏系统结构。交流母线式并网光伏系统的种类很多，主要有集中式并网光伏系统、支路式并网光伏系统和交流模块三种。

1. 集中式并网光伏系统

集中式并网光伏系统一般用于大型光伏电站，是由多组串联的光伏阵列并联在逆变器的直流输入端，再通过逆变器转换为交流电并入交流电网，功率等级一般为 20 ~ 400kW，最近的报道中出现了兆瓦级的集中式并网光伏系统。这种集中式并网光伏系统需要采用大容量的电力电子器件（如 IGBT 等），同时引入数字信号处理器（DSP），构成数字化控制并网逆变器。这种系统有望于将来大量应用到超大规模光伏沙漠电站中。集中式并网光伏系统的结构如图 2-28 所示。

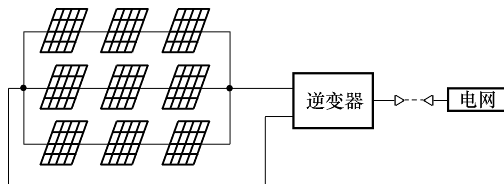


图 2-28　集中式并网光伏系统

2. 支路式并网光伏系统

支路式并网光伏系统的概念是在 1995 年首先在欧洲建立起来的。它是将光伏组件串联起来，接到并网逆变器的输入端，通过逆变器并入低压电网。这种逆变器通常采用单相逆变器，功率等级在 1 ~ 3kW 之间。这种系统非常适用于城市分布式发电和家庭用户并网发电，也是目前市场上应用最多的光伏系统。多台支

路式并网光伏系统在交流侧并联，可以很容易地构成兆瓦级并网光伏电站。图2-29所示就是这种支路式并网光伏系统的示意图。

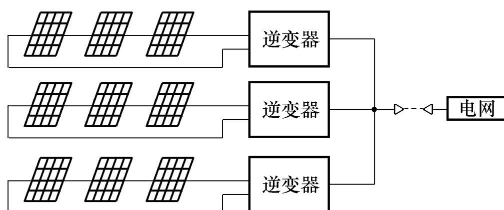


图2-29 支路式并网光伏系统

3. 交流模块

交流模块是将小型逆变器和光伏组件直接结合起来，交流侧并联到低压电网。这种模块的功率等级在50～400W之间，这种系统被认为是未来光伏并网逆变器的重要发展方向之一。交流模块面临的挑战是如何实现低价和高可靠性的统一。图2-30所示就是交流模块的示意图。

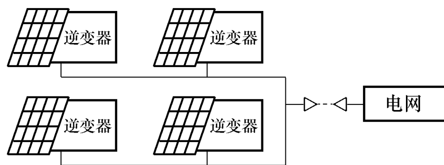


图2-30 交流模块

2.6.2.3 交直流混合母线式并网光伏系统

集中式并网光伏系统和支路式并网光伏系统中都有多个光伏阵列直接串联在一起的情况，但光伏阵列的串联受到电压等级的限制，许多光伏阵列制造时就规定了最高系统电压不能超过600V或800V。如果需要继续扩充发电容量，就必须在直流侧再增加并联支路。研究表明，不同特性的光伏阵列的串并联对整个系统的输出影响很大。多个不同性能的光伏阵列串联在一起，输出电流将会被限制到略高于电流最小的阵列的电流值；并联在一起时，输出电压为各并联支路电压平均值。这种失配严重降低了系统的整体效率。此外，由于光伏系统与建筑的结合，使得光伏阵列安装的方式更加多样化，光伏阵列可以和墙壁以及窗户、阳台相结合，这种多样化的安装方式使得各个支路的不一致性加剧。传统的交流母线式并网光伏系统难以实现效率优化。

为此，可以采用交直流混合母线的方式；也就是将直流母线式并网光伏系统和交流母线式并网光伏系统结合起来，如图2-31所示。

采用交直流混合母线方案，保留了交流母线式并网光伏系统的全部优点，同时各光伏阵列都可以利用自己的DC-DC变换器实现最大功率点跟踪，而直流侧电压的稳定则由储能组件和公共电网提供支持。交直流混合母线式并网光伏系统是光伏阵列利用效率最高的系统结构，具有广阔的应用前景。

2.6.3 光伏系统与分布式发电系统

上面已经谈到了光伏系统与分布式发电系统的关系。实际上，上述所有并网光伏系统本身都已经构成了分布式发电系统，因为这些系统都满足了分布式发电系统的一个必要条件即多能量来源。因此讨论并网光伏系统，很难与分布式发电

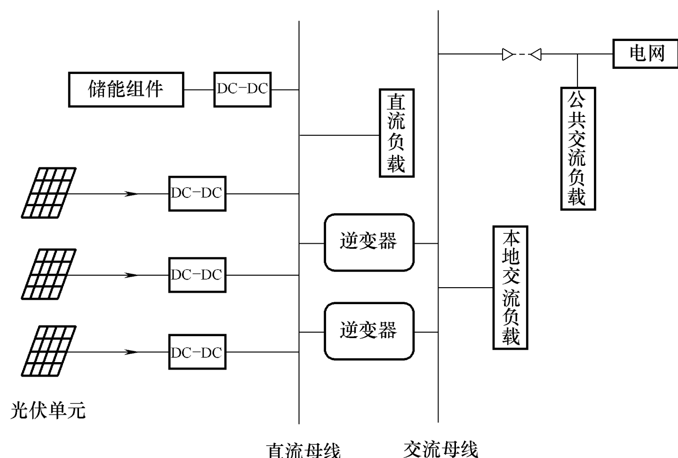


图2-31　交直流混合母线式并网光伏系统

系统脱开关系。考虑到光伏系统的局限性，一个完整的分布式发电系统应该包含多种能源类型。图2-32所示是一个包含光伏系统、风电系统在内的混合分布式发电系统示意图，这是一个交直流混合母线式结构。

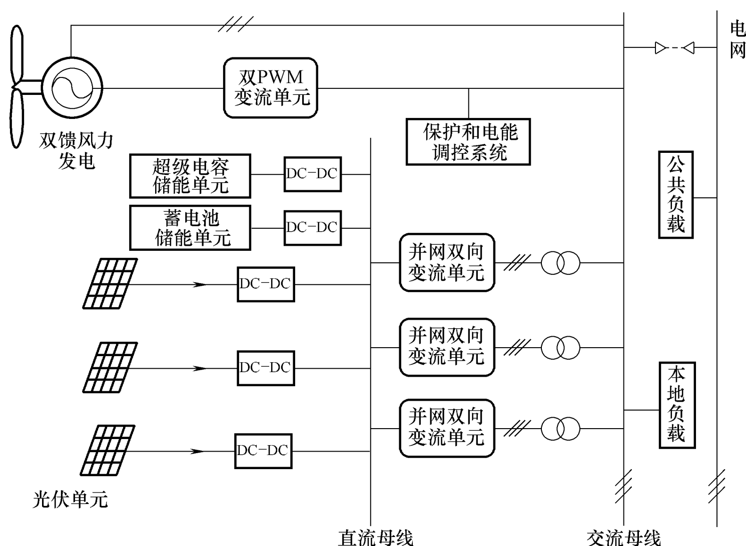


图2-32　混合分布式发电系统的一种结构

第 3 章　光伏发电技术中的电力电子技术

上一章简单介绍了光伏电池的基本原理和光伏系统的基本构成。通过上一章的介绍，可以发现在光伏系统中有大量的电力电子电路。电力电子电路是光伏发电技术中实现电能转换、控制与优化管理的基础构件。电力电子技术已经成为包括光伏发电在内的各种可再生能源发电技术的核心技术。本章将对光伏发电技术中的电力电子技术，尤其是电力电子电路及其调制策略，进行详细的介绍。

3.1　DC-DC 变换电路的拓扑结构及控制策略

DC-DC 变换电路是最基本的电力电子电路，在光伏系统和分布式系统中有重要的应用。DC-DC 变换从结构上分，可分为直接变换电路和间接变换电路；从能量流动方向上分，可分为单象限变换电路、两象限变换电路和四象限变换电路，下面分别进行介绍。

3.1.1　单象限直接 DC-DC 变换电路

直接 DC-DC 变换电路又称为直流斩波电路。最基本的单象限直流斩波电路有六种，分别是降压斩波器（Buck 电路），升压斩波电路（Boost 电路），升降压斩波电路（Buck-Boost 电路），Cuk 电路，Sepic 电路和 Zeta 电路。目前，在光伏系统中应用较多的是前三种。

3.1.1.1　Buck 电路

Buck 电路的拓扑结构如图 3-1 所示。Buck 电路的基本工作原理是：当 i_G 为高电平时，开关管 VT 开通，电源 E 向负载 R 供电，同时给电感 L 充电储能；当 i_G 为低电平时，开关管 VT 断开，电感电流 i_L 通过 VD 构成续流回路，电感中储存的能量释放给负载。电容 C 起到支撑电压和滤波的作用。

Buck 电路有两种工作模式：电感电流连续工作模式和电感电流断续工作模式。下面分别介绍。在以下分析中，假设电感 L 和电容 C 都很大。

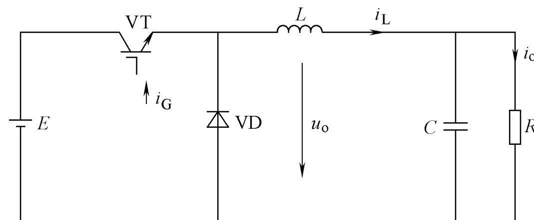


图 3-1　Buck 电路

1. 电感电流连续模式

电感电流连续时各电量波

形如图 3-2a 所示。

该工作模式下，输出平均电压 U_o 与电源电压 E 的关系为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T}E = \alpha E \tag{3-1}$$

式中，α 称为占空比或导通比。由式（3-1）可知 $\alpha \leqslant 1$，因此该电路称为降压斩波电路。

负载平均电流 I_o 为

$$I_o = \frac{U_o}{R} \tag{3-2}$$

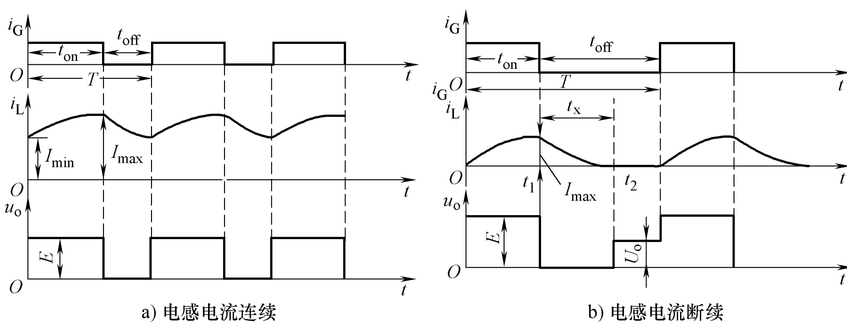


图 3-2 电感电流连续时 Buck 电路各电量波形

电感 L 很大时，则电感电流的变化为线性变化。于是，在 $0 \sim t_{on}$阶段，有

$$i_L(t) = I_{min} + \frac{E - U_o}{L}t \tag{3-3}$$

当 $t = t_{on}$时，有

$$I_{max} = I_{min} + \frac{E - U_o}{L}t_{on} = I_{min} + \frac{E - U_o}{L}\alpha T \tag{3-4}$$

由式（3-4），可知电感电流脉动量 ΔI 为

$$\Delta I = \frac{ET}{L}\alpha(1 - \alpha) \tag{3-5}$$

当 $I_{min} = 0$ 时，电路达到临界断续状态，此时有的输出平均电流称为临界平均电流，为

$$I_{oc} = \frac{1}{2}\Delta I = \frac{ET}{2L}\alpha(1 - \alpha) \tag{3-6}$$

2. 电感电流断续模式

电感电流断续时，各电量的波形如图 3-2b 所示。

此时输出电压平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_x}E = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha_1}E \tag{3-7}$$

式中，$\alpha_1 = t_x / T$。

比较式（3-6）和式（3-1），可见电感电流连续时，输出电压平均值高于电感电流连续时的值。而当电感电流断续时，负载电流平均值仍可按式（3-2）求出，只是对应的 U_o 用式（3-7）替换。

根据图 3-2b，有

$$I_o = \frac{1}{2}(\alpha + \alpha_1)I_{max} \tag{3-8}$$

而 I_{max} 为

$$I_{max} = \frac{E - U_o}{L}\alpha T = \frac{\alpha\alpha_1}{L(\alpha + \alpha_1)}ET \tag{3-9}$$

将式（3-9）和式（3-7）代入式（3-8），并进一步化简，有

$$I_o = \frac{1}{2}\alpha\alpha_1 ET = \frac{ET}{2L}\alpha^2\left(\frac{E}{U_o} - 1\right) \tag{3-10}$$

3. 滤波参数选择

前面曾假设电感 L 和电容 C 都很大。实际上需要根据电路的具体情况进行选择。

（1）电感的选取

从图 3-2 可知，当电感电流连续时，输入输出为线性关系，且电流变化较小，但所需电感量比较大，因而效率较低，功率密度小；当电感电流断续时，输出电压与输入为非线性关系，且电流脉动大，但所需电感量小，且二极管为零电流关断，因而效率较高，功率密度大。因此，需要根据实际情况，选择工作模式。

由式（3-6），可知使电感电流连续的最小电感为

$$L = \frac{ET}{2I_{oc}}\alpha(1 - \alpha) \tag{3-11}$$

根据负载的变化范围，采用其最小平均电流 I_{OM} 为 I_{oc} 代入上式，有

$$L = \frac{U_o T}{2I_{OM}}\left(1 - \frac{U_o}{E}\right) \tag{3-12}$$

（2）电容的选取

滤波电容的值由系统允许的输出电压变化量 ΔU_o 来确定。假设负载电流的变化很小，电感电流中的谐波电流完全流过电容，则电容电流的变化量与电感电流的变化量相同，即 $\Delta I_C = \Delta I$。由于电容电流在一个周期的平均值为零，则在半周期内电容充电或放电的电荷量为

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\left(\frac{\alpha T}{2} + \frac{1 - \alpha}{2}T\right)\frac{\Delta I}{2} = \frac{1}{8}\Delta IT \tag{3-13}$$

相应的电压变化量为

$$\Delta U_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{T}{8C}\Delta I \tag{3-14}$$

将式（3-5）代入式（3-14），并取 $f = 1/T$，可以得到电容的计算公式为

$$C = \frac{E\alpha(1-\alpha)}{8Lf^2\Delta U_o} \tag{3-15}$$

3.1.1.2　Boost 电路

Boost 电路的拓扑结构如图 3-3 所示。Boost 电路的基本工作原理为：当 i_G 为高电平时，开关管 VT 开通，电源 E 给电感 L 充电储能；当 i_G 为低电平时，开关管 VT 断开，电源和电感同时向负载释放能量。电容 C 起到支撑电压和滤波的作用。

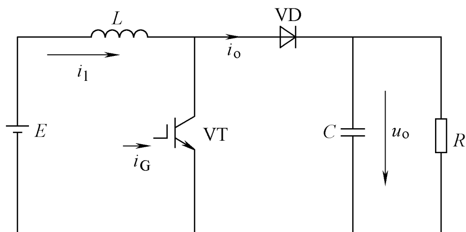


图 3-3　Boost 电路

与 Buck 电路类似，Boost 电路的工作状态也分为电感电流连续状态和电感电流断续两种状态。电路工作的具体分析工程与 Buck 电路类似，不再赘述。Boost 电路在电感电流连续时输入/输出电压关系为

$$U_o = \frac{E}{1-\alpha} \tag{3-16}$$

由于 $\alpha \leqslant 1$，因此该电路称为升压斩波电路。

Boost 电路的电感取值公式为

$$L = \frac{U_o T}{2I_{OM}}\alpha(1-\alpha) \tag{3-17}$$

电容取值公式为

$$C = \frac{\alpha U_o}{Rf\Delta U_o} \tag{3-18}$$

3.1.1.3　Buck-Boost 电路

Buck-Boost 电路的拓扑结构如图 3-4 所示。Buck-Boost 电路的基本工作原理是：当 i_G 为高电平时，开关管 VT 开通，电源 E 给电感 L 充电储能，同时二极管反偏截止；当 i_G 为低电平时，开关管 VT 断开，储存在电感中的能量释放给负载。从图 3-4 可以看出，Buck-Boost 电路输出电压的极性与输入电压相反，因此也称为反极性斩波

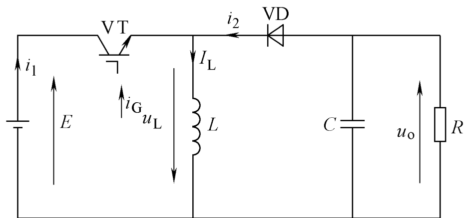


图 3-4　Buck-Boost 电路

器。电容 C 起到支撑电压和滤波的作用。

电感电流连续时，Buck-Boost 电路的输入/输出电压关系为

$$U_o = \frac{\alpha}{1-\alpha}E \tag{3-19}$$

由式（3-19）可知，当 $\alpha > 0.5$，输出电压高于输出电压；当 $\alpha < 0.5$，输出电压低于输出电压。因此 Buck-Boost 电路称为升降压斩波器。

Buck-Boost 电路的电感取值公式为

$$L = \frac{U_o T}{2I_{OM}}(1-\alpha)^2 \tag{3-20}$$

电容取值公式为

$$C = \frac{\alpha U_o}{Rf\Delta U_o} \tag{3-21}$$

3.1.1.4 单象限直流斩波器在光伏系统中的应用

从 DC-DC 变换器的效率来看，各种拓扑结构中 Buck 电路和 Boost 电路效率是最高的，Buck-Boost 电路和 Cuk 电路次之，而效率对光伏系统的应用非常重要。在千瓦级的系统中，通过光伏组件的串联直流侧已经可以获得比较高的电压，采用直接 DC-DC 电路代替间接 DC-DC 电路已经成为可能。Buck 电路为降压型变换器，系统如果需要工作在最大功率输出状态（即光伏阵列的最大功率点），必须始终高于负载的工作电压，这在很大程度上限制了光伏阵列的配置。因此 Buck 电路很少用于并网光伏系统，而是广泛应用于独立系统的最大功率点跟踪，因为在独立系统中储能元件的电压一般都低于光伏阵列最大功率点的电压。

Boost 电路是用于并网光伏系统中最大功率点跟踪的理想选择。由于 Boost 电路是升压斩波器，因此光伏阵列的最大功率点电压可以低于负载的工作电压。Boost 电路中的二极管可以用做防反二极管，阻止电网侧的能量回流到光伏阵列。这样在光伏阵列这一侧就可以省去防反二极管，提高了系统的整体效率。

在分布式光伏发电系统中，各光伏阵列的规格、厂家不同，其输出电压等级也不同，有的可能高于负载工作电压，有的可以低于负载工作电压。这时 Buck-Boost 电路不失为一种很好的选择。由于 Buck-Boost 电路输出电压的范围宽，因此在上述场合有重要的应用前景。

实际上在有多个光伏阵列构成的分布式光伏发电系统中，各个支路的 DC-DC 变换电路不一定需要相同的电路结构，每个支路都可以根据实际情况选择适合的电路结构。这也是分布式发电系统中的一种发展趋势。

3.1.2 多象限直接 DC-DC 变换电路

以上谈到的都是单象限电路，也就是能量只能从电源流向负载。多象限直接

DC-DC 电路指的是能量可以双向流动的直接 DC-DC 变换电路。多象限直接 DC-DC 变换电路又有两象限 DC-DC 电路和四象限 DC-DC 电路之分。

3.1.2.1 双象限 DC-DC 变换电路

双象限电路从结构上分可以分为电流可逆型电路和电压可逆型电路。电流可逆型电路就是指输出电流平均值的幅值和极性均可变化，而输出电压平均值的极性始终为正，也就是电路仅运行在 *U-I* 曲线的第一和第二象限。电压可逆型电路就是指输出电压平均值的幅值和极性均可变化，而输出电流平均值的极性始终为正；也就是电路仅运行在 *U-I* 曲线的第一和第四象限。

1. 电流可逆 DC-DC 变换电路

电流可逆 DC-DC 变换电路的拓扑结构如图 3-5 所示，电路中 E_M 为反电动势负载。电流可逆 DC-DC 变换电路可以看作是由 Buck 电路和 Boost 电路组合在一起构成的。当电源 E 向负载 E_M 供电时，E、VT_1、VD_1、L、R 和 E_M 构成一个 Buck 电路；当负载 E_M 向电源反馈能量时，E_M、L、VT_2、VD_2 和 E 构成一个 Boost 电路。

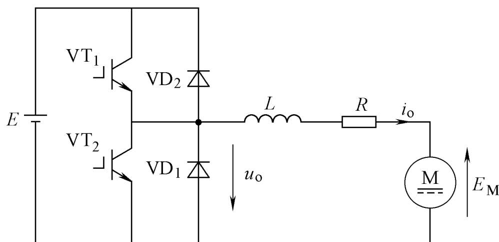


图 3-5 电流可逆 DC-DC 电路

电流可逆 DC-DC 变换器有两种工作模式。一种是间断工作方式，即电路在任意时刻只有一个斩波器工作。也就是说在 Buck 电路工作的时候，Boost 电路停止工作，反之亦然。另一种是交替工作方式，即一个周期内交替地作为降压斩波电路和升压斩波电路工作。当降压斩波电路或升压斩波电路的电流断续而为零时，使另一个斩波电路工作，让电流反方向流过，这样电动机电枢回路总有电流流过，如图 3-6 所示。

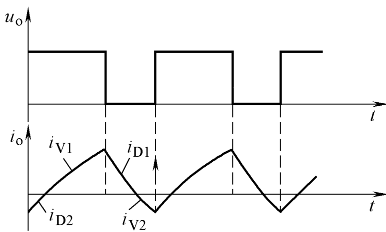


图 3-6 电流可逆 DC-DC 变换器交替工作方式

由图 3-6 可知，输出平均电压 U_o 与电源电压 E 的关系为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T}E = \alpha E \tag{3-22}$$

输出平均电流为

$$I_o = \frac{U_o - E_M}{R} \tag{3-23}$$

当 $I_o > 0$ 时，能量从电源释放给负载，与降压变换器相同；当 $I_o < 0$ 时，能

量从负载回馈给电源，从负载端看，与升压变换器相同。

由于电路结构的原因，在电流可逆电路中电流总是连续的，不再出现电流断续状态，但有电流变化量 ΔI。ΔI 与降压变换器的相同，即

$$\Delta I = \frac{ET}{L}\alpha(1-\alpha) \tag{3-24}$$

当 $\alpha = 0.5$ 时，ΔI 有最大值 ΔI_m，即

$$\Delta I_m = \frac{ET}{4L} \tag{3-25}$$

2. 电压可逆 DC-DC 变换电路

电压可逆 DC-DC 变换器的拓扑结构如图 3-7 所示。电压可逆 DC-DC 变换电路也可以看作是由 Buck 电路和 Boost 电路组合在一起构成的。电压可逆 DC-DC 变换电路的工作逻辑是：当输出电压平均值 U_o 需要为正时，使开关管 VT_1 保持常通，VT_2 斩波工作，这时由 E、VT_2、VD_1、L、R 和 E_M 构成一个 Buck 电路，电源向负载释放能量；当输出电压平均值 U_o 需要为负时，使开关管 VT_1 保持常断，VT_2 斩波工作，这时由 E、VT_2、VD_1、VD_2、L、R 和 E_M 构成一个 Boost 电路，负载向电源回馈能量。由图 3-7 可见，当 VT_1 和 VT_2 同时导通时，$u_o = E$；当 VD_1 和 VD_2 导通时，$u_o = -E$。由此可见，输出电压平均值 U_o 的幅值和极性均可随器件的开关状态变化，而输出电流则始终为正值，即电路工作在第一和第四象限。

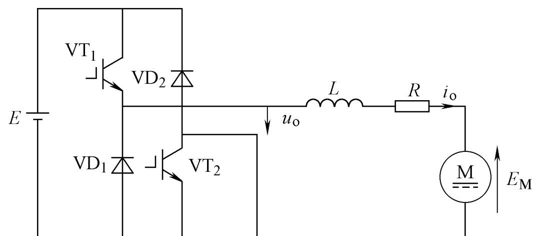


图 3-7 电压可逆 DC-DC 变换电路

下面讨论电路的具体工作情况。

(1) 当 $u_o > 0$ 时

VT_1 始终导通。在 VT_2 导通时，输出电压 $u_o = E$。当 VT_2 关断时，为维持 i_o 连续，VD_1 导通，$u_o = 0$。图 3-8a 所示是 $u_o > 0$ 时，电压可逆 DC-DC 电路的输出电压、电流波形图。

由图 3-8a 可知在 $u_o > 0$ 时，输出电压与输入电压的关系为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T}E = \alpha E \tag{3-26}$$

输出平均电流为

$$I_o = \frac{U_o - E_M}{R} \tag{3-27}$$

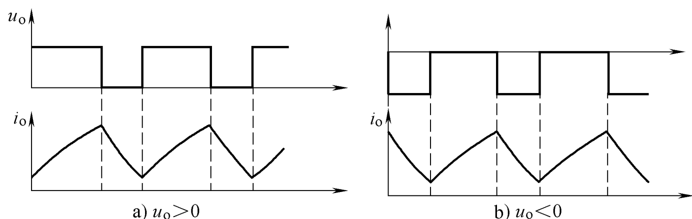


图 3-8　电压可逆 DC-DC 电路工作波形图

（2）当 $u_o<0$ 时

VT_1 始终关断。在 VT_2 导通时，由于 VT_1 关断，为维持 i_o 连续，VD_1 导通，故而输出电压 $u_o=0$。当 VT_2 关断时，为维持 i_o 连续，VD_1 和 VD_2 导通，$u_o=-E$。图 3-8b 所示是 $u_o<0$ 时，电压可逆 DC-DC 电路的输出电压、电流波形图。

由图 3-8b 可知在 $u_o>0$ 时，输出电压与输入电压的关系为

$$U_o=-\frac{t_{on}}{T}E=-\alpha E \tag{3-28}$$

输出平均电流仍然为

$$I_o=\frac{U_o-E_M}{R} \tag{3-29}$$

为保持电流为正，由式（3-29）可知，在 $u_o<0$ 时，负载的反电动势 E_M 必须也为负值，且其绝对值要大于 U_o。

3.1.2.2　四象限 DC-DC 变换电路

四象限 DC-DC 变换电路基本结构如图 3-9 所示。这是全桥电路结构，所以也称为桥式 DC-DC 变换电路。

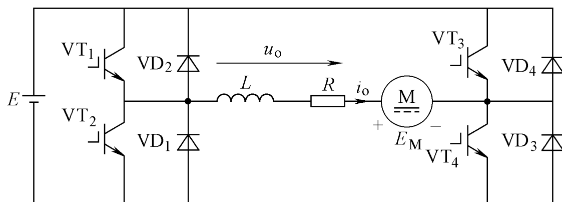


图 3-9　桥式 DC-DC 变换电路

桥式 DC-DC 电路可以看作是由两个电流可逆 DC-DC 电路组合而成。VT_4 保持导通时，可等效为图 3-6 所示的电流可逆斩波电路，提供正电压，可使电动机工作于第一和第二象限。VT_2 保持导通时，VT_3、VD_3 和 VT_4、VD_4 等效为又一组电流可逆斩波电路，提供负电压，可工作于第三、第四象限。

桥式 DC-DC 电路的工作模式可以分为两种：双极性方式和单极性方式。

双极性方式是指在一个斩波周期 T 中，输出电压 u_o 的极性会产生一次变化，即 u_o 可表示为

$$u_o=\begin{cases}E & 0<t<t_{on}\\ -E & t_{on}<t<T\end{cases} \tag{3-30}$$

其平均值为

$$U_o=\frac{1}{T}\int_0^T u_o\mathrm{d}t=\left(\frac{2t_{on}}{T}-1\right)E=(2\alpha-1)E \tag{3-31}$$

当 $\alpha>0.5$ 时，U_o 为正；当 $\alpha<0.5$ 时，U_o 为负。这表明，双极性方式下输出电压平均值的幅值和极性均取决于占空比 α。

单极性方式是指在一个斩波周期 T 内，u_o 只有幅值的变化而无极性的变化，即 u_o 可表为

$$u_o=\begin{cases}KE & 0<t<t_{on}\\ 0 & t_{on}<t<T\end{cases} \tag{3-32}$$

式中

$$K=\begin{cases}1 & u_s>0\\ -1 & u_s<0\end{cases} \tag{3-33}$$

u_s 为控制信号。当 $u_s>0$ 时，VT_4 常通，VT_3 常断；$u_s<0$ 时，VT_3 常通，VT_4 常断。

输出电压平均值为

$$U_o=K\alpha E \tag{3-34}$$

3.1.2.3 多象限 DC-DC 变换器在光伏系统中的应用

在光伏系统中光伏阵列能量来源只能单方向释放能量，因此不需要也不能采用多象限 DC-DC 变换器。在光伏系统中能量需要双向流通的是储能元件。当光伏阵列输出能力高于负载要求时，多余能量要存储在储能元件中；当光伏阵列输出能力不满足负载要求时，储能元件释放能量维持负载正常工作。光伏阵列的储能元件从储能形式上分为两种：机械储能和电气储能。机械储能又有扬水储能和飞轮储能等结构。电气储能则有蓄电池、超级电容和超导线圈等储能元件。不论是机械储能还是电气储能都需要能量双向流动的 DC-DC 变换器。

当储能设备为电压源形式时，比如蓄电池和超级电容，则宜采用电流可逆 DC-DC 变换器；当储能设备为电流源形式时，比如超导线圈，电压可逆 DC-DC 变换器较为适宜；当储能设备为直流电动机时，如扬水水泵，桥式可逆 DC-DC 变换器应用较为方便。

从效率上看，电流可逆 DC-DC 变换器高于桥式可逆 DC-DC 变换器，应用较多。

3.1.3 隔离型 DC-DC 变换电路

上面介绍的是直接 DC-DC 变换电路。直接 DC-DC 变换电路结构简单、运行

可靠，但存在一些问题，为此出现了间接 DC-DC 变换电路。由于在间接 DC-DC 变换电路中总有变压器存在，因此间接 DC-DC 变换电路也称为隔离型 DC-DC 变换电路。隔离型 DC-DC 变换电路的基本结构如图 3-10 所示。

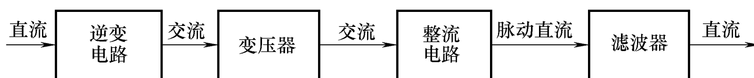


图 3-10　隔离型 DC-DC 变换电路的结构

采用这种结构较为复杂的电路来实现 DC-DC 变换的主要原因有

1）输出端与输入端需要隔离。

2）某些应用中需要相互隔离的多路输出。

3）输出电压与输入电压的比例远小于 1 或远大于 1。

4）交流环节采用较高的工作频率，可以减小变压器和滤波电感、滤波电容的体积和容量。工作频率高于 20kHz 这一人耳的听觉极限，可避免变压器和电感产生噪声。

隔离型 DC-DC 变换电路的拓扑结构主要有反激电路、正激电路、半桥电路和全桥电路等。

3.1.3.1　正激电路

单端正激电路的原理图如图 3-11 所示，工作波形如图 3-12 所示。电路的工作过程为：VT 导通后，变压器绕组 W_1（匝数为 N_1）两端电压为上正下负，与其耦合的绕组 W_2（匝数为 N_2）绕组两端的电压也为上正下负。因此 VD_1 处于导通状态，VD_2 处于关断状态，电感 L 的电流逐渐增长；VT 关断后，电感 L 通过 VD_2 续流，VD_1 关断，L 的电流逐渐下降。VT 关断后变压器的励磁电流经 W_3 绕组（匝数为 N_3）和 VD_3 流回电源，所以 VT 关断后承受的电压为

$$u_s = \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right)U_i \qquad (3\text{-}35)$$

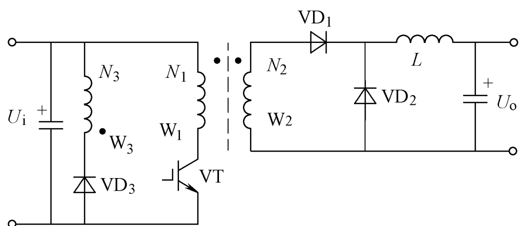


图 3-11　单端正激电路

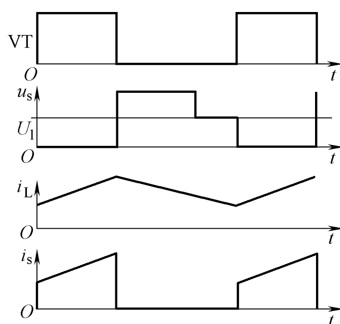


图 3-12　正激电路工作波形

VT 导通后，变压器的励磁电流 i_m 由零开始线性增长，直到 VT 关断。VT 关断后到下一次再开通的一段时间内，必须设法使励磁电流降回零，否则下一个开关周期中，励磁电流将在本周期结束时的剩余值基础上继续增加，并逐渐累积，从而导致变压器励磁电感饱和，最终损坏开关元件。因此在 VT 关断后使励磁电流降回零的过程是非常重要的，这个过程称为变压器的磁心复位。在单端正激电路中，磁心复位电路由绕组 W_3 和二极管 VD_3 构成。

在输出滤波电感电流连续的情况下，正激变换器输出电压与输入电压的比为

$$\frac{U_o}{U_i}=\frac{N_2 t_{on}}{N_1 T} \tag{3-36}$$

如果输出电感电流断续，输出电压 U_o 将高于式（3-36）的计算值，并随负载的减小而升高，在空载情况下，$U_o=(N_2/N_1)U_i$。

除了单端正激电路结构以外，正激电路还有其他的结构形式如双端正激电路等。

3.1.3.2 半桥电路

半桥电路的原理如图 3-13 所示，工作波形如图 3-14 所示。

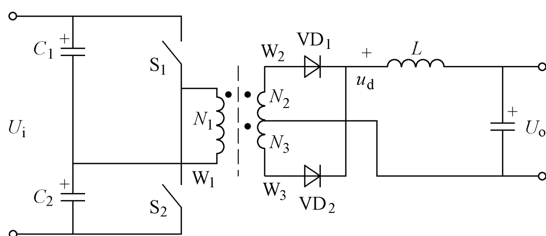


图 3-13 半桥电路

半桥电路中，变压器一次侧的两端分别连接在电容 C_1、C_2 的中点和开关 S_1、S_2 的中点。电容的中点电压为 $U_i/2$。S_1 与 S_2 交替闭合，使变压器一次侧形成幅值为 $U_i/2$ 的交流电压。改变开关的占空比，就可以改变二次侧整流电压 u_d 的平均值，也就改变了输出电压 U_o。

当开关 S_1 闭合时，二极管 VD_1 处于导通状态；开关 S_2 闭合时，VD_2 处于导通状态；两个开关都断开时，由于变压器的磁通势平衡，VD_1 和 VD_2 同时导通，各分担一半的电流。开关闭合的时候，电感 L 的电流逐渐上升，两个开关都关断的时候，电感 L 的电流逐渐下降。

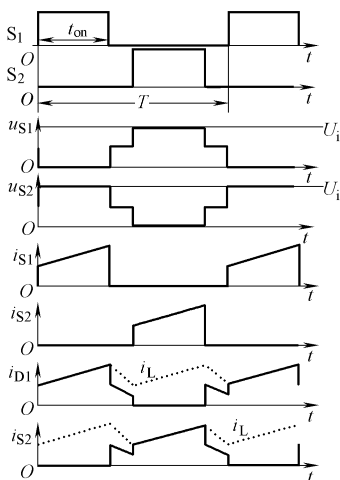


图 3-14 半桥电路工作波形

由于电容的隔直流作用，半桥电路对由于两个开关导通时间不对称而造成的变压器一次电压的直流分量有自动平衡作用，因此不容易发生变压器的偏磁和直流磁饱和。

为了避免上下两开关在换流的过程中发生短暂的同时导通现象而短路损坏开关，每个开关的占空比不能超过 50%，并应留有裕量。

当滤波电感 L 的电流连续时，有

$$\frac{U_o}{U_i}=\frac{N_2 t_{on}}{N_1 T} \tag{3-37}$$

如果输出电感电流断续，输出电压 U_o 将高于式（3-37）的计算值，并随负载的减小而升高，在空载情况下，$U_o=(N_2/N_1)U_i$。

3.1.3.3　全桥电路

全桥电路的原理如图 3-15 所示，工作波形如图 3-16 所示。

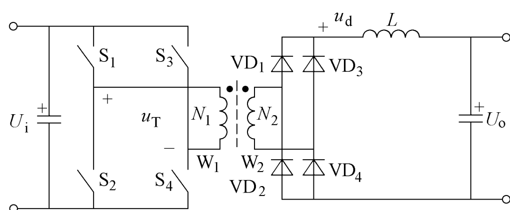


图 3-15　全桥电路

全桥电路中的逆变电路由 4 个开关组成，互为对角的两个开关同时导通，同一侧半桥上下两开关交替导通，使变压器一次侧形成幅值为 U_i 的交流电压，改变占空比就可以改变输出电压。

当 S_1 与 S_4 开通后，VD_1 和 VD_4 处于导通状态，电感 L 的电流逐渐上升；S_2 与 S_3 开通后，二极管 VD_2 和 VD_3 处于导通状态，电感 L 的电流也上升。当 4 个开关都关断时，4 个二极管都处于导通状态，各分担一半的电感电流，电感 L 的电流逐渐下降。S_1 和 S_2 关断时承受的峰值电压均为 U_i。

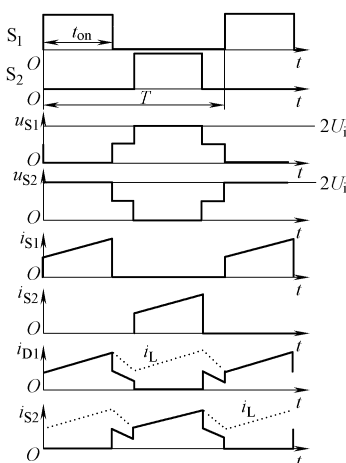


图 3-16　全桥电路工作波形

如果 S_1、S_4 与 S_2、S_3 的导通时间不对称，则交流电压中将含有直流分量，会在变压器一次侧产生很大的直流分量，造成磁路饱和。因此全桥电路应注意避免电压直流分量的产生，也可在一次侧回路串联一个电容，以阻断直流电流。

为了避免上下两开关在换流的过程中发生短暂的同时导通现象而短路损坏开关，每个开关的占空比不能超过50%，并应留有裕量。

当滤波电感 L 电流连续时，有

$$\frac{U_o}{U_i}=\frac{N_2}{N_1}\frac{2t_{on}}{T} \tag{3-38}$$

如果输出电感电流断续，输出电压 U_o 将高于式（3-38）的计算值，并随负载的减小而升高，在空载情况下，$U_o=(N_2/N_1)U_i$。

全桥电路除了可以按照以上方式进行工作外，还可以采用移相控制方式。全桥移相控制的工作波形图，如图3-17所示。采用移相控制，在开关周期 T 内，每个开关导通时间都略小于 $T/2$，而关断时间都略大于 $T/2$。同一半桥中两个开关不同时处于闭合状态，每个开关断开到另一个开关闭合都要经过一定的死区时间。互为对角的两对开关 S_1-S_4 和 S_2-S_3，S_1 的波形比 S_4 超前 $0\sim T/2$ 时间，而 S_2 的波形比 S_3 超前 $0\sim T/2$ 时间，因此称 S_1 和 S_2 为超前臂，而称 S_3 和 S_4 为滞后臂。移相控制的全桥电路的输出电压调节不是前面采用的占空比调节，而是采用移相调节。所谓移相调节，就是调节 S_1 与 S_4 的相位差：两者相位差越小，则两者共同闭合的时间就越长，输出电压平均值就越大；两者相位差越大，则两者共同闭合的时间就越短，输出电压平均值就越小。全桥电路的移相控制方式与前面采用的占空比控制方式相比，就是可以实现4个开关的零电压开通。在电路结构上只需增加一个谐振电感，也可用变压器的漏感代替。

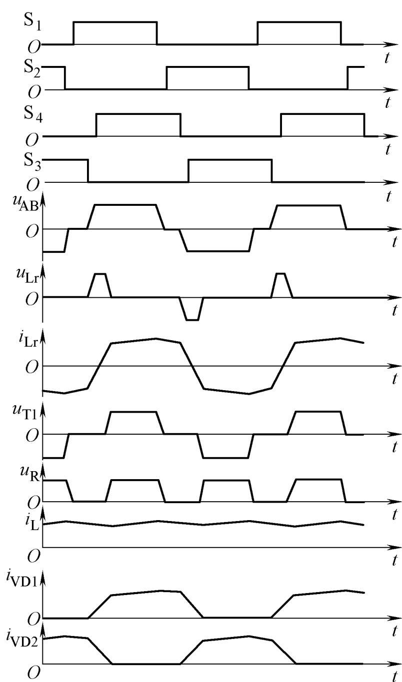


图3-17 全桥电路移相控制的工作波形

3.1.3.4 隔离型DC-DC变换器在光伏系统中的应用

隔离型DC-DC变换器在光伏系统中适用于两种场合。一种是电压传输比过大的场合。光伏组件的输出电压只有16V左右，很难直接应用于常规负载。采用直接型Boost变换器，升压比受到限制，不能满足实际要求。而采用隔离型DC-DC变换器，可以利用变压器实现升压，控制也更加灵活。另一种场合是输入、输出需要隔离的场合。对于容量等级比较大的并网光伏系统，为了安全起见，通常要在逆变器与交流电网之间加入工频变压器以实现隔离。工频变压器的

体积庞大、效率低下，同时造价较高，成为进一步提高系统容量等级的障碍。为解决这一问题，可以将隔离环节移到 DC-DC 变换环节，采用隔离型 DC-DC 变换器。隔离型 DC-DC 变换器中的变压器是高频脉冲式变压器，具有体积小、效率高、成本低廉的优势，可以替代传统的工频变压器结构。

隔离型 DC-DC 变换器的功率等级与电路拓扑相关。正激变换器和半桥变换器的功率等级在数百瓦到数千瓦之间。全桥变换器的功率等级可在数百瓦到数百千瓦之间。实际应用时应根据需要选择合适的拓扑结构。

3.1.4　DC-DC 变换电路的控制技术

以上介绍了 DC-DC 变换电路的拓扑结构和基本工作原理。下面对 DC-DC 变换电路的控制技术进行介绍。DC-DC 变换电路的控制技术包含两方面的内容：一是电力电子器件的开关控制策略，习惯上称为调制技术；另一个是电路的闭环控制策略，习惯上称为控制技术。

3.1.4.1　DC-DC 变换器的调制技术

以 Buck 电路为例，说明 DC-DC 变换器的调制技术。Buck 变换器的电压传输比为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T}E = \alpha E \tag{3-39}$$

要想调节输出电压，有三种基本思路：①维持开关周期 T 不变，调节 t_{on}，称为脉冲宽度调制技术（Pulse Width Modulation，PWM）；②保持 t_{on} 不变，改变 T，称为脉冲频率调制技术（Pulse Frequency Modulation，PFM）；③t_{on} 和 T 都可调，使占空比改变，称为混合调制技术（Hybrid Modulation）。除了这三种思路之外，还有脉冲密度调制技术（Pulse Density Modulation，PDM）和移相控制技术（Phase Shift Control）。

1. PWM

在这种 PWM 技术中，脉冲的前沿或者脉冲的后沿，或前后沿一起随调制信号而变化。PWM 技术中载波频率固定，易于器件选择和滤波器参数设计，并且其输入输出线性度好，传输带宽高，可看作是理想的“放大器”。PWM 技术是电力电子变换器中最常用的调制技术。

2. PFM

所谓脉冲频率调制就是不改变脉冲的宽度，只改变脉冲频率的调制方式。PFM 方法的主要缺点是工作频率在功率调节过程中不断变化，增加了输出滤波器的设计难度，因此只用于某些功率调节范围较小的场合。

3. PDM

PDM 调制方法是通过控制脉冲密度，实际上就是控制向负载馈送能量的时

间来控制输出功率。这种控制方法的基本思路是：假设在某时段内总共有 N 个功率输出单位，在其中 M 个功率输出单位里电源向负载输出功率，而剩下的 $N-M$ 个单位内变换器停止工作，负载能量以自然振荡形式衰减。这样的话，输出的脉冲密度为 M/N，这样输出功率就跟脉冲密度联系起来了，即通过改变脉冲密度就可改变输出功率。PDM 的主要缺点就是功率调节特性不理想，呈有级调节方式。

4. 移相控制技术

移相控制技术适用于全桥式变换器，包括四象限直接型 DC-DC 变换器和隔离型全桥变换器。移相控制技术与前面讲的三种调制方式不同。移相控制不是通过改变占空比调节输出电压，而是通过改变对角开关触发脉冲的相位差调节输出电压。

5. 混合调制技术

将以上各种技术混合起来使用，就是混合调制技术。比如将 PWM 和 PDM 混合起来，或者将 PWM 技术与移相控制技术混合起来等。

3.1.4.2 DC-DC 变换器的控制技术

DC-DC 变换器的控制技术主要是指其闭环控制策略。从 DC-DC 变换的控制要求来看，DC-DC 变换的控制技术可分为电压型控制、电流型控制和双环控制。从闭环调节器的构成上看，DC-DC 变换器的控制技术可以分为 PI 控制、滞环控制和单周期控制等。本书按照后一种分类方法分别进行介绍。

1. PI 控制

PI 控制包括电压型控制和电流型控制。仍以 Buck 电路为例，分别进行说明。

（1）电压型控制

电压型 PI 控制原理框图如图 3-18 所示。其原理是：对给定电压 V_{ref} 与输出电压 u_o 做差，经 PI 调节器形成一个电压调制信号。再利用电压调制信号与固定频率的锯齿波（或三角波）信号的交点形成脉冲信号。当给定电压、负载或电源发生变化时，PI 调节器的输出也随之发生变化。于是调制信号与锯齿波的交点也发生了改变，从而改变脉冲宽度，达到电压闭环控制的作用。

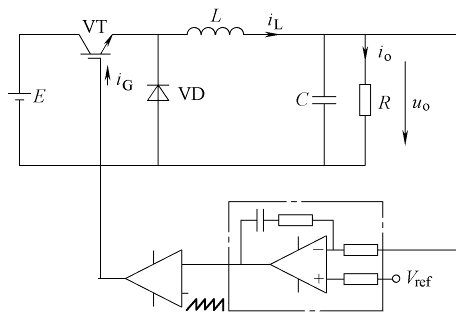


图 3-18 电压型 PI 控制原理框图

（2）电流型控制

图 3-19 所示为一种电流型控制的原理框图。该框图为平均电流控制模式。此外，还有峰值电流控制模式。

（3）双环控制

通常的DC-DC变换器都要求电压稳定。电压型PI控制就可以实现这个目的，但其动态性能比较差，为此一般需要引入电流环，构成双环控制。双环PI控制的原理框图如图3-20所示。

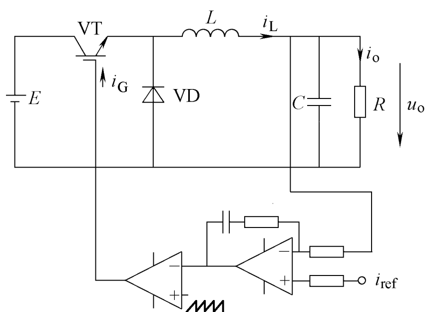


图3-19　电流型控制原理框图

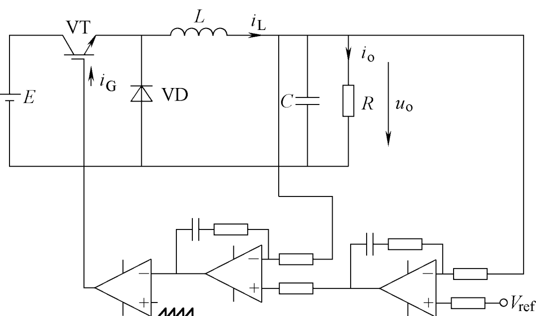


图3-20　双环PI控制原理框图

由于电流环的存在和对系统的校正作用，使得电压外环设计可以按单极点系统进行。因此，无论是在校正的难易程度上还是在动态响应特性上都较单环系统有明显的优势。

2. 滞环控制

滞环控制是一种常用的电流跟踪控制技术，其基本原理框图如图3-21所示。与电流环PI控制不同，滞环控制只采用一个滞环比较器就可以实现。

滞环控制的基本原理是：首先给定电流的期望值，然后给出容许电流的波动范围ΔI（即环宽）。当实际电流比期望值低且超过环宽时，使开关管VT导通；当实际电流比期望值高且超过环宽时，使开关管VT关断。这样电流就在期望值上下波动，最终达到电流跟踪的目的。

在滞环控制中，有两个参变量对控制精度和响应速度起到重要影响。一是环宽，另一个是电感。环宽取得小时，比较器动作快，动态跟踪性能好，但开关频率过高，器件承受应力大；环宽取得大时，开关频率大幅降低，系统可靠性提高，但实际电流与给定电流的偏差较大，动静态性能不佳。电感值取得小时，电流变化速度快，比较器响应敏感，动态跟踪性能好，但同样开关频率过高，元器件承受应力大；电感值取得大时，与环宽大的效果也基本相同。

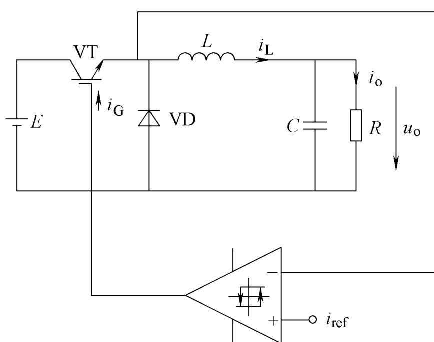


图3-21　滞环控制原理框图

滞环控制的缺点是工作频率不固定、滤波器参数难以确定、开关器件应力

大、不适宜于负载变化频繁的场合。

3. 单周期控制

单周期控制是一种电压跟踪技术，其基本原理框图如图3-22所示。单周期控制是一种非线性控制技术，该控制方法的突出特点是：无论是稳态还是暂态，它都能保持受控量（通常为斩波波形）的平均值恰好等于或正比于给定值，即能在一个开关周期内，有效地抵制电源侧的扰动，既没有稳态误差，也没有暂态误差。单周期控制技术将一个非线性开关变成一个线性开关。这种控制可以有效抑制输入信号的扰动，使得系统的输出迅速跟踪输入给定的变化，使系统具有优良的抗扰动性和跟随性能。

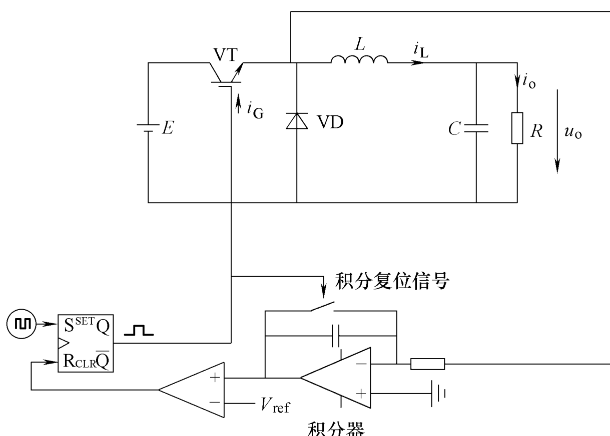


图3-22 单周期控制原理框图

单周期控制可以根据需要设计为PFM型和PWM型，图3-22所示为PWM型。

3.1.4.3 光伏系统中的DC-DC变换器控制技术

DC-DC变换器在一般场合中均需要电压控制，也就是需要实现电压稳定和线性调节。因此双环PI控制和单周期控制是比较常用的DC-DC变换器控制策略。但在光伏系统中，需要实现对光伏阵列的最大功率点跟踪，如果采用电压控制，则不能实现这个目标。实际的最大功率点跟踪控制是一种轨迹控制，输出电压和电流都不是稳定值。在实际控制中可把光伏阵列的输出电流（即DC-DC变换器的输入电流）作为控制对象。在最大功率跟踪控制下，DC-DC变换器的输出电压不稳定，不宜直接提供给负载使用，一般需要在直流母线上配置储能元件，以平衡直流母线电压。

3.2 DC-AC变换电路的拓扑结构

DC-AC变换电路，通称为逆变器。逆变器按照与交流电网的联系分为两类：逆变器直接与负载相连，不与电网连接的称为无源逆变器；逆变器与交流电网相连接的称为有源逆变器。在交流母线分布式光伏发电系统中，所有逆变器都与电网并联，因此实质上都是有源逆变器。逆变器是目前应用最多也最广泛的是电力变换器，其拓扑结构种类繁多。从直流电源的性质来分，逆变器分为电压型逆变器和电流型逆变器。从与交流侧的连接方式来分，可分为直接型和隔离型；隔离

型又可分为工频隔离型和高频隔离型等。

3.2.1　逆变电路基本结构

如前所述，逆变器的拓扑结构主要是从直流侧电源的性质划分的。直流侧是电压源，称为电压型逆变电路，又称为电压源型逆变电路（Voltage Source Inverter，VSI）。直流侧是电流源，称为电流型逆变电路，又称为电流源型逆变电路（Current Source Inverter，CSI）。从相数上分，又可以分为单相、三相和多相等。图 3-23 所示分别是电压型单相半桥、单相全桥、三相桥式逆变电路的拓扑结构。图 3-24 所示是电流型单相全桥、三相桥式逆变电路的拓扑结构。这些拓扑结构是逆变器最基本的拓扑结构形式。

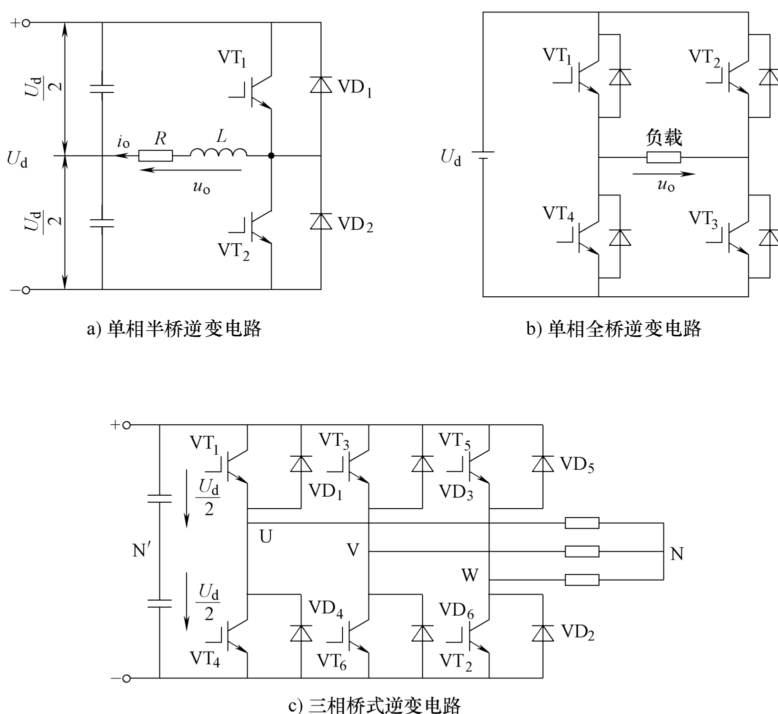


图 3-23　电压型逆变电路主要拓扑结构

电压型逆变电路具有以下特点：①直流侧为电压源或并联大电容，因此直流侧电压基本无变化，直流回路呈低阻抗；②由于直流侧电压源的钳位作用，交流侧输出电压为矩形波，与负载阻抗无关，负载阻抗影响的是交流侧输出电流；③当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变电路各开关器件都需反并联二极管。

电流型逆变电路具有以下特点：①直流侧串联大电感，相当于电流源，因此

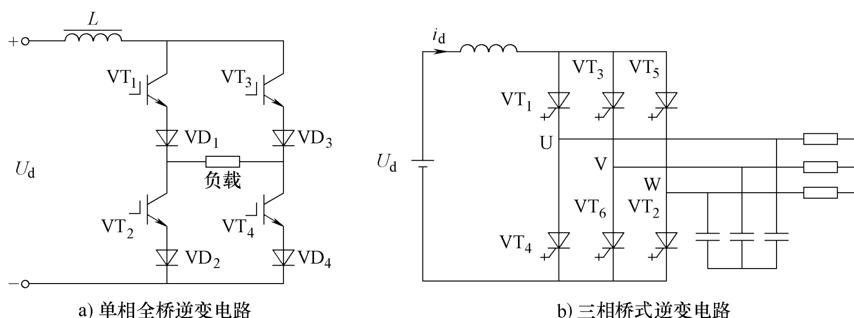


图 3-24　电流型逆变电路主要拓扑结构

直流侧电流基本无脉动，直流回路呈高阻抗；②电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流通路径，因此交流侧电流输出为矩形波，与负载阻抗无关，负载阻抗影响的是交流侧输出电压；③当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电感起缓冲无功能量的作用。因为反馈无功能量时直流电流并不反向，因此不需要给器件反向并联二极管。

就储能效率而言，由于电感寄生电阻的损耗较大，一般认为电容优于电感。但随着超导材料的发展，超导储能技术日益成熟，在不远的将来，作为电感元件的超导线圈的储能效率会有大幅度提升。在电容方面，超级电容已经开始工业化应用，在储能效率和动态响应方面与超导线圈的竞争才刚刚开始。

电压型变流器的直流侧并联大电容，能够很好地抵御由电网干扰带来的直流电压波动，因而受电网干扰的影响较小，能够适应于波动较大的弱电网工况。电流型变流器抵御电网波动的能力较低，当电网电压的波动超过 ±10% 时，变流器就应停止工作。因此不能应用于电网电压波动较大的场合。

在中、小功率场合，综合考虑上述因素，特别是储能元件和开关器件的效率、体积和成本，电压型变流器是更适宜的电路拓扑；在大功率场合，电流型变流器则是较好的选择。

3.2.2　高频链逆变器

前面介绍的逆变电路都是直接逆变电路。直接逆变电路的结构较简单、效率高、性能可靠而且技术成熟，是目前工程实际中应用最广泛的逆变电路。直接逆变电路在接入负载之前，往往需要加入一级工频变压器调整电压等级，这使得直接逆变电路仍有许多不足之处：①工频变压器体积大、价格昂贵；②滤除输出电压谐波的输出滤波器体积大、笨重；③装置产生工频噪声；④系统对于输入电压及负载波动的动态响应特性差。在大功率场合，主电路采用多电平逆变器结构，开关调制策略采用载波相移 PWM 技术、多电平 SVM 技术等成倍提高等效开关频率的 PWM 技术，这时逆变器可以直接与负载连接，并克服上述的缺点。在中小

功率场合，增加逆变器开关频率到20kHz以上，可以克服上述缺点中的后三条，但不能克服第一条缺点。而且提高开关频率反而会增加器件的开关损耗，降低系统的转换效率。在办公和生活用电系统中，尤其是1kW以下的场合中，对逆变电源的要求是噪声低、体积小和重量轻。针对这些要求，出现了高频链逆变技术。

高频链逆变电路的拓扑结构有多种分类方法：按相数可分为单相和三相；按照功率的传输方向可分为单方向型和双方向型；按有无直流中间环节可分为多级型和单级型等。本书以后一种分类方法简单介绍目前高频链逆变电路的拓扑学进展。按照这种分类方式，高频链逆变电路分为有直流储能环节的多级变换结构、无直流储能环节的单级变换结构、无直流储能环节的准单级变换结构和谐振型高频链变换结构四类。

3.2.2.1　带中间直流环节的多级高频链逆变电路

该类拓扑结构典型框图如图3-25所示，它是在直流侧和逆变器之间插入一级DC-DC变换器，使用高频变压器实现电压比调整和电隔离，前级为普通高频方波逆变器。这种变换中间存在一个直流环节，从而实现了前后级的解耦，可分别进行控制。若能量需要双向流动，中间的整流部分可采用由全控型器件构成的PWM变流器。相对于其他变换方式，这种变换方式技术更成熟，控制方式更灵活，性价比、可靠性更高，所以得到了广泛的应用。

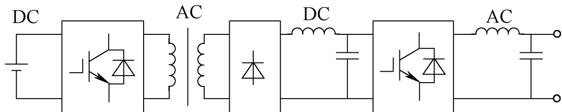


图3-25　有直流储能环节的DC-AC-DC-AC拓扑结构

带中间直流环节的高频链逆变器是一种多级变换结构。从能量传递的角度来看，这种高频链逆变器可分为两级：直流环节以前为一级，这一级可称为前级或DC-DC变换级；直流环节以后为一级，这一级可称为后级或逆变级（有些拓扑结构则可称为极性反转级）。带中间直流环节的高频链逆变器的后级结构可采用图3-23所示的桥式逆变器结构，前级则可以采用各种各样的DC-DC变换拓扑结构。因此一般介绍或讨论带中间直流环节的高频链逆变器的拓扑结构都是指前级的拓扑结构。

从图3-25可以看出，前级DC-DC变换拓扑结构实质上就是隔离型DC-DC变换器。对于不要求能量双向流动的场合，全桥变换器应用最多；至于变压器二次侧拓扑结构，则可以有多种形式，全桥整流、全波整流或倍流整流都可。

3.2.2.2　单级高频链逆变电路

带中间直流环节的多级高频链逆变电路虽然具有可靠性高、技术更成熟等优点，但其能量传输通过的级数较多，从而造成了一定的能量损耗，同时直流储能环节造成装置体积较大、寿命和可靠性降低，不利于系统集成。为此，去掉中间

直流环节的单级高频链逆变器成为理想的拓扑结构。

从结构上分，单级高频链逆变电路可分为电压型结构和电流型结构。电流型单级高频链逆变电路是以反激变换器拓扑为基础的，高频变压器不仅提供电隔离和电压调整，而且还可以存储能量，其基本电路拓扑如图 3-26 所示。电流型单级高频链逆变器工作在电流断续状态，主开关器件承受较大的电流应力，只适合于小功率应用。

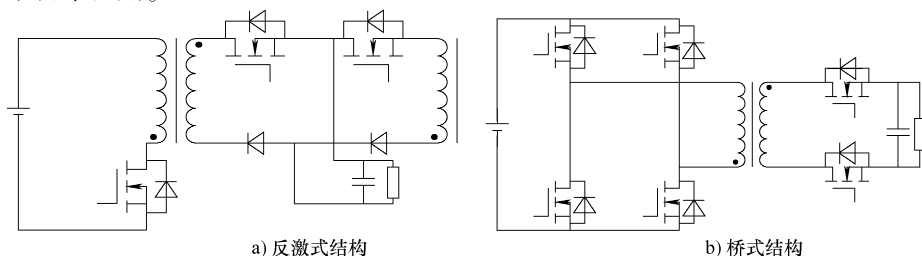
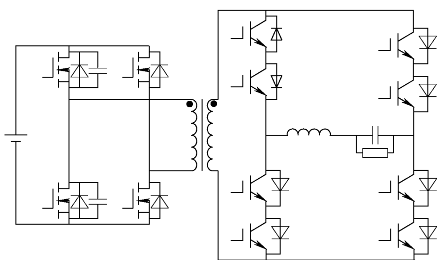


图 3-26 电流型单级高频链逆变器拓扑

电压型单级高频链逆变电路的前级应用 DC-AC 电路将直流电变换为高频交流电，后级应用周波变换器进行高频交流到低频交流的变换，中间没有直流储能环节。20 世纪 80 年代中期提出的双向电压型高频链逆变器拓扑主要可归纳为图 3-27 和图 3-28 两种形式。


图 3-27 双向高频链逆变器 1

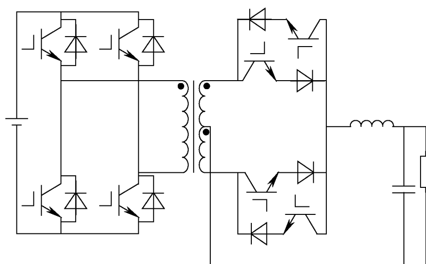

图 3-28 双向高频链逆变器 2

图 3-27 拓扑中的后级使用了 8 个功率器件，为了减少开关器件日本学者提出了带中心抽头并以相位差控制的拓扑结构如图 3-28 所示。在这种拓扑结构中功率器件以硬开关工作，而且二次侧周波变换器以高频强行中断功率流，其缺点可归纳为：①图 3-28 中拓扑所用功率器件数量多；②二次侧周波变换器以高频强行中断功率流导致电压过冲；③硬开关造成的开关损耗大，电磁干扰严重；④存在双向开关。

针对上述不足，20 世纪 90 年代中后期许多学者提出采用有源钳位（见图 3-29）来抑制电压过冲。图 3-30 所示拓扑结构是在图 3-28 中基础上加入桥式有源钳位，可实现软开关，但比较复杂。

上面谈到的均为单相逆变器结构。三相单级高频链逆变器前级的结构与单相

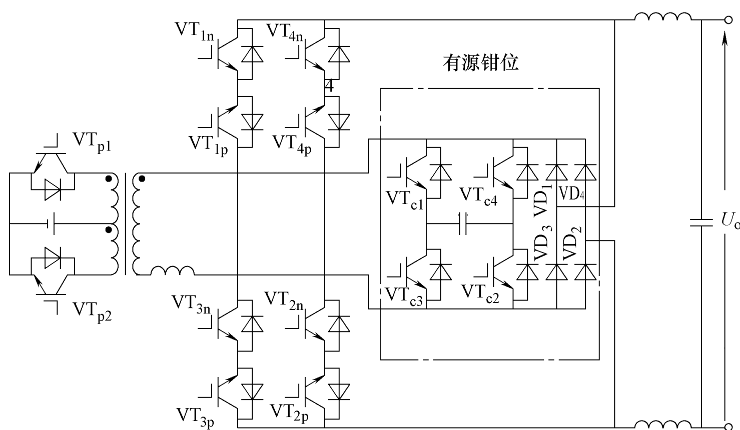


图 3-29　有源钳位双向电压型高频链逆变器

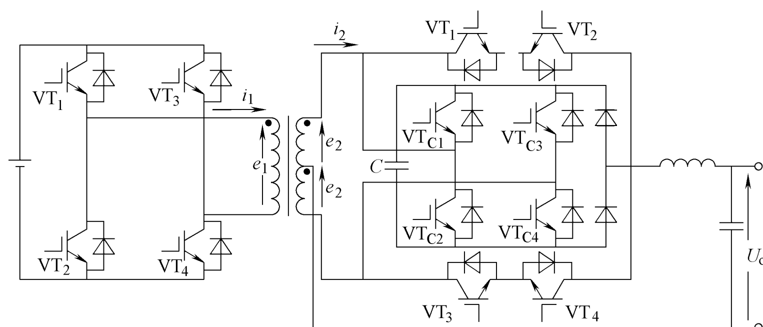


图 3-30　中心抽头形式双向电压源高频型逆变器

的相同，后级需要采用矩阵变换器结构，如图 3-31 所示。

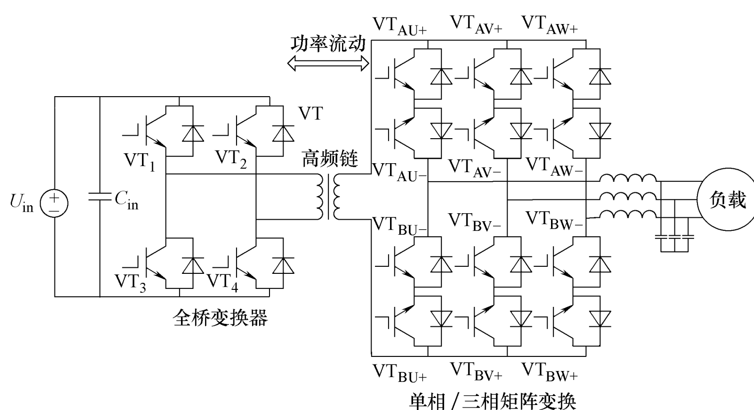


图 3-31　三相单级高频链逆变器

3.2.2.3　准单级高频链逆变电路

考虑到单级电压型高频链逆变器中双向开关器件通常工作于硬开关状态，容

易引起较大的关断过电压，因此限制了其推广应用。1998 年美国弗吉尼亚电力电子中心提出了无直流储能环节的准单级高频链逆变器。它一是利用了有源钳位替代了直流储能环节，并且配合适当的 PWM 控制实现了功率器件的软开关，有效的抑制电压过冲；二是将不控整流变为可控整流实现了能量双向流动；三是结构上变为标准单相功率桥形式，有利于模块化。相对而言这是一种比较优秀的拓扑，其不足是功率器件较多。

下面以推挽正激式虚拟直流环准单级高频链逆变器为例，说明该类电路的工作原理。如图 3-32 所示，该逆变器由推挽正激电路、高频变压器、有源整流桥（桥Ⅰ）、输出逆变桥（桥Ⅱ）和输出滤波器构成。图中 p 和 n 之间为单极性的高频直流脉冲电压，因此，可以采用只有一个功率开关和一个电容组成的简单的有源钳位电路，来抑制功率器件关断时的尖峰电压。逆变器因所带负载性质不同，负载功率因数可能是任意的，即负载电流可能超前也可能滞后于输出电压，这就要求双向高频链逆变器具有四象限工作能力。如图 3-33 所示，根据输出电压和输出电流的极性，将一个输出周期分为四个象限。

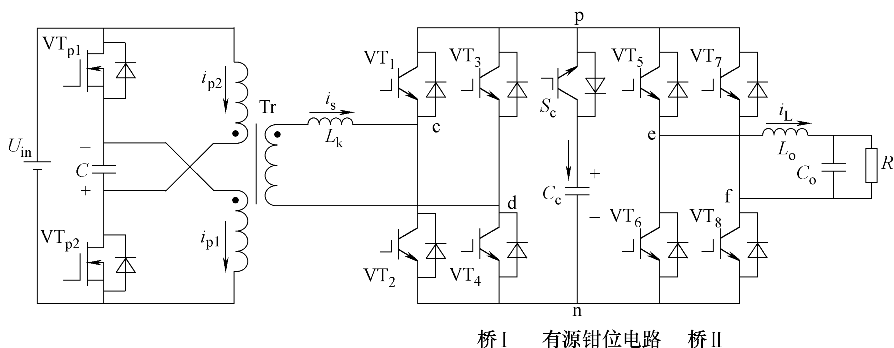


图 3-32　推挽正激准单级双向高频链逆变器

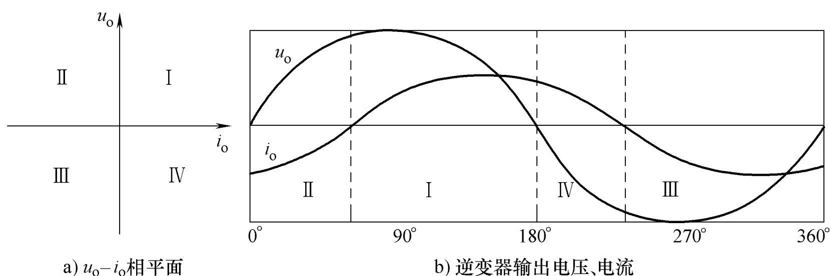


图 3-33　逆变器四象限工作模式

双向高频链逆变器实现四象限工作需要合适的 PWM 控制逻辑相配合。对于大多数双向逆变器，需要根据输出电压和输出电流的极性判断工作象限，并通过

改变控制逻辑来实现四象限工作，增加了控制电路和检测电路设计的复杂性。而推挽正激准单级逆变器采用一种对称组合式单极性 PWM 调制方式。在该调制方式下，逆变器不仅能够实现四象限工作，还能够使所有功率器件工作于软开关状态，并且控制电路简单，容易实现。

为简化对推挽正激准单级双向高频链逆变器工作原理的分析，作如下假设：①所有功率器件都是理想器件；②输出滤波电感足够大，在电路换流期间，输出电流可以认为保持不变；③钳位电容足够大，在一个高频开关周期内，其两端电压保持恒定。

推挽正激准单级高频链逆变器中的所有开关器件的控制信号都是由三角载波 SPWM 调制电路产生。变压器一次侧推挽正激电路和二次侧有源整流桥（桥Ⅰ）电路同时进行换相，并且以 50% 的固定占空比工作（忽略死区时间），其换相时刻与输出逆变桥（桥Ⅱ）电路的换相时刻错开，并且保证在输出电流续流期间使一次侧电路和桥Ⅰ换相。这样在一次侧电路和桥Ⅰ换相时，功率开关中的电流基本为零，可以实现零电流开关，减小了开关损耗。一次侧电路、桥Ⅰ以及高频变压器的作用只是实现电气隔离和调整电压比，换相的目的是为了保证高频变压器的磁通平衡。输出正弦电压波形是通过输出逆变桥（桥Ⅱ）利用 PWM 控制来实现的。

准单级功率变换拓扑的特点可总结如下：

1）由两个 PWM 开关网络直接级联而成，两个网络中的功率器件在负载电流传输路径中串联工作。因此，可以通过一个网络中的功率器件控制负载电流，即实现了功率的单级变换。

2）有利于为其中一个网络中的功率器件创造软开关条件，降低系统的开关损耗。

3）与矩阵变换器或周波变换器相比，不需要使用双向开关器件，PWM 控制逻辑简单、容易实现。

4）由于软开关的实现和单级功率变换，因此它具有高效率和高可靠性。

5）由于母线上为单极性的脉冲直流电压，因此可以采用简单的钳位电路来抑制开关的过电压。

准单级高频链逆变器的一次侧电路除了采用推挽正激结构外，还可以采用半桥结构、全桥结构等。

3.2.2.4　谐振型高频链逆变电路

单级高频链逆变器双向开关的应力过大，成为阻碍其发展应用的瓶颈。准单级高频链逆变器是解决这一问题的一种思路。解决这一问题的另一种思路是采用谐振式变换技术。在高频变压器的一次侧加入串联谐振槽、并联谐振槽和串并联复合谐振槽，即可分别构成图 3-34 所示的串联谐振高频链逆变电路、并联谐振高频链逆变电路和串并联复合型高频链逆变电路。

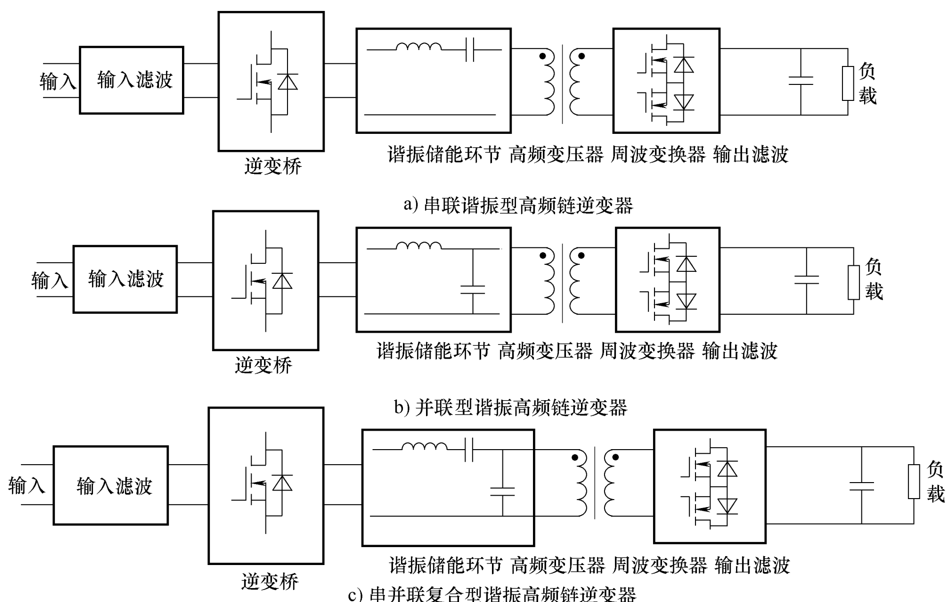


图 3-34 串联、并联和串并联复合型谐振高频链逆变器

下面以串联谐振电流型高频链逆变器为例，简单介绍谐振高频链逆变器的工作原理，其拓扑结构如图 3-35 所示。高频变压器前端为全桥结构加谐振网络。电路的工作频率由谐振频率决定，一、二次侧开关器件在谐振电流的过零点进行切换，各开关管可实现零电流切换（ZCS）。高频变压器后级存在由双向开关组成的周波变换器，使电路能够实现四象限工作，能量可以双向流动，适用于各种不同性质的负载。又因为此类拓扑依靠谐振电流来传递能量，使滤波器设计简单，只有电容没有电感。此外，此类拓扑电路很好地解决了双向电压源型高频链逆变器由于硬开关带来的双向开关电压尖峰问题，同时又克服了反激变换器传输功率低的缺点。

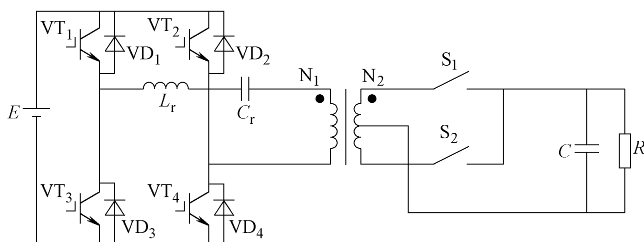


图 3-35 串联谐振电流型高频链逆变电路

在串联谐振型高频链逆变器中施加在谐振储能环节两端的激励源为正负交变的方波，而且是非纯正弦波。但是由于串联谐振电路具有选择性，使偏离谐振频

率的谐波得到不同程度的抑制。在此基础上我们把谐振网络的工作方式分为以下三类：

1）激励谐振。谐振电路两端电压和电流处于同相位状态，谐振电流在电源电压的激励下不断增加，能量从直流侧流向谐振回路，使谐振能量迅速增加。同时变压器作为电流源，向负载端输出能量，使输出电压升高。

2）自由谐振。此时谐振网络与输入电压源断开。谐振电流在谐振网络中自由振荡，谐振能量缓慢降低。如果在自由谐振中加入负载，根据输出电压与谐振电流的相位关系，可以得到能量的流向。当一致时，谐振回路给负载供电，谐振电流逐渐变小。反之，负载向谐振回路回馈能量，谐振电流变大。

3）回馈谐振。谐振电流与谐振回路端电压相位相反，不管输出为何种状态，谐振电流在反电压的作用下迅速变小。能量从谐振回路回馈到输入直流电压侧，谐振回路能量迅速减小，同样变压器的输出也减小。

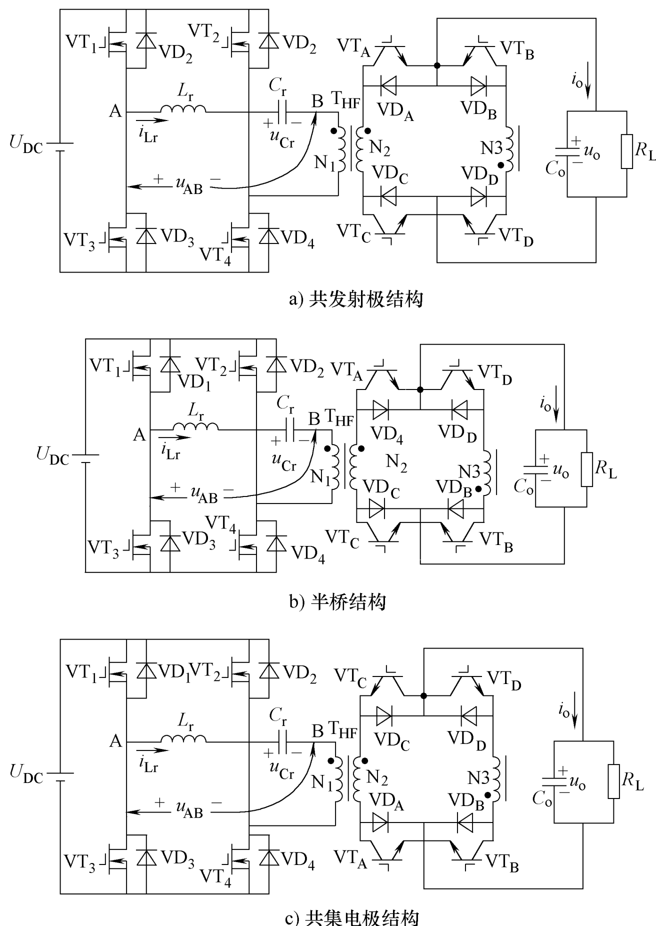
为避免双向开关在逆变电源中的应用，又出现了一种新型的串联谐振高频链逆变电源拓扑，如图3-36所示。

电路主要由五部分组成：高频逆变桥、串联谐振槽、双二次侧的高频隔离变压器、四开关结构的周波变换器及输出滤波电容器。其中全桥开关管 $VT_1 \sim VT_4$ 和谐振槽 L_r、C_r 构成高频逆变环节将直流电源 V_{DC} 逆变成正弦波电流源 i_{Lr}。单一次侧、双二次侧绕组的高频变压器 T_{HF} 实现电气隔离和电压等级匹配，并有利于周波变换器开关的自由组合。$VT_A \sim VT_D$ 构成周波变换器，与滤波电容 C_o 一起实现高频整流和低频滤波，获得高品质的交流电压输出。图中的反向并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$、$VD_A \sim VD_D$ 均为功率器件内置，无需外接。

根据周波变换器功率管 $VT_A \sim VT_D$ 的不同组合方式，图中给出了三种周波变换器结构的逆变电源主电路（图中标号一样的功率元器件的驱动信号相同）。a）开关构成共发射极结构，有利于减少驱动用隔离电源数，降低成本；b）开关构成半桥结构，便于采用半桥式功率模块，减小杂散参数，提高系统的功率密度；c）为共集电极结构，可采用共散热片结构并以散热片为输出端，降低印制电路板的制板难度。

3.2.3　多电平逆变器

全控型器件在中小功率等级已经取得全面的优势地位，但在大功率场合的应用还是受到了容量的限制。到目前为止，还没有出现能在功率等级上达到晶闸管容量的全控型器件。解决全控型器件在大功率场合中应用的问题，有两种常用的解决思路。一种是将多个器件串、并联在一起当做单个器件使用，来适应容量的要求；另一种是将多个基本逆变器单元串、并联在一起，以达到提升功率等级的目的。



a) 共发射极结构

b) 半桥结构

c) 共集电极结构

图 3-36　串联谐振高频链逆变电源主电路

将元器件串、并联使用是满足系统容量要求的一个简单直观的方法。串、并联在一起的各个元器件，被当做单个元器件使用，其控制也是完全相同的。这样做虽然能够达到容量要求，但由于各元器件本身的特性不可能完全相同，会导致各元器件的电压、电流不均衡，严重时会造成器件损坏甚至控制失败，因此其关键技术是串联均压、并联均流问题。

提高电力电子装置功率等级的方法，除了将功率元器件串、并联使用以外，还可以将变流电路作为基本单元，将多个逆变器单元模块串、并联应用，也就是所谓多重化逆变器结构。大多数多重化逆变器结构需要通过变压器或电抗器实现逆变器单元间的连接。变压器的体积、价格和效率阻碍多重化逆变器的功率等级提升。为了解决上述问题，必须采用新型电路拓扑结构，多电平逆变器应运而生。

1977 年德国的 Holtz 首先提出了三电平逆变器，其单相的结构如图 3-37 所

示。它的特点是除了一对主逆变管 VT_1 和 VT_4 外，在电源的中点又引出另一对反并联的逆变管 VT_2、VT_3，因此无论负载电流方向是从直流电源流入还是流出，逆变器的输出电压都有三种状态：$U_d/2$、0、$-U_d/2$。

日本学者 A. Nabae 等人于 1981 年在 IEEE 工业应用学报第 5 期上发表了题为“一种新的中点钳位型 PWM 逆变器”的论文，给出了另一种三电平逆变电路拓扑结构——中点钳位型逆变器。单相中点钳位型逆变器的结构如图 3-38 所示，该逆变器的输出电压为三电平。如果去掉两个钳位二极管，这种逆变器就是用两个功率器件串联使用代替单个功率器件的半桥逆变电路。由于两个钳位二极管的存在，各个器件能够分别进行控制，因而避免了器件直接串联引起的动态均压问题。与普通的二电平逆变器相比，由于输出电压的电平数有所增加，每个电平幅值相对降低，整个直流母线电压下降一半，在同等开关频率的前提下，可使输出波形质量有较大的改善，输出 du/dt 也相应下降。

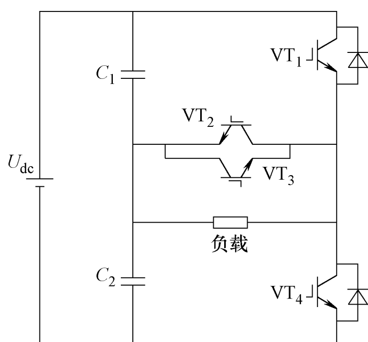


图 3-37　Holtz 的三电平逆变器拓扑结构

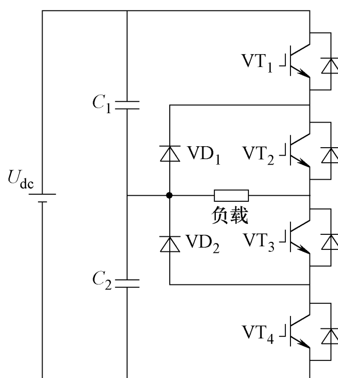


图 3-38　单相中点钳位型逆变器

以中点钳位型逆变器为基础，20 世纪 80 ~ 90 年代先后出现多种多电平逆变器拓扑结构，其中以二极管钳位型多电平逆变器、电容钳位型多电平逆变器和级联型多电平逆变器为最基本的三种拓扑结构。在此基础上，又出现了很多新型拓扑结构。

3.2.3.1　二极管钳位型多电平逆变器

二极管钳位型多电平逆变器直接从中点钳位型逆变器演变而来，其结构如图 3-39 所示。一个 m 电平的二极管钳位型逆变器在直流侧由 $m-1$ 个电容串联产生 m 电平的相电压。直流侧由四个电容串联构成，每个电容上的电压为 1/4 电源电压。通过开关器件的不同组合使输出电压产生不同的电平。二极管钳位型逆变器同时具有多重化和脉宽调制的优点。其具有输出功率大，器件开关频率低，等效开关频率高；交流侧不需要变压器连接，动态响应好，传输带宽宽等优点。但也存在直流侧电压不均衡、钳位二极管数目过多等缺点。因此，目前一般

只限于7电平逆变器以下的研究。

3.2.3.2 电容钳位型多电平逆变器

图3-40所示为单相电容钳位型多电平电路的基本结构。每相的桥臂都有相同结构。假定所有的电容器都具有相同的电压等级，那么电容器的串联就表明了钳位点间的电压电平。假定每个电容的电压等级与开关器件相同，那么一个 m 电平逆变器在直流侧需要 $m-1$ 个电容。电容钳位型多电平逆变器的电平合成的自由度和灵活性高于二极管多电平逆变器。电容钳位型多电平逆变器的优点是开关方式灵活、对功率器件保护能力较强。既能控制有功功率，又能控制无功功率，适于高压直流输电系统等。其主要缺点是需要大量的存储电容。为了使电容

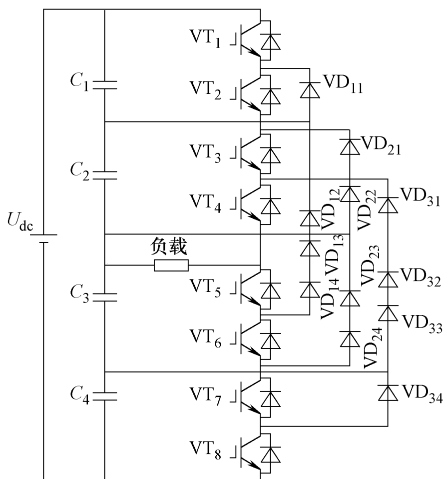


图3-39 二极管钳位型逆变器

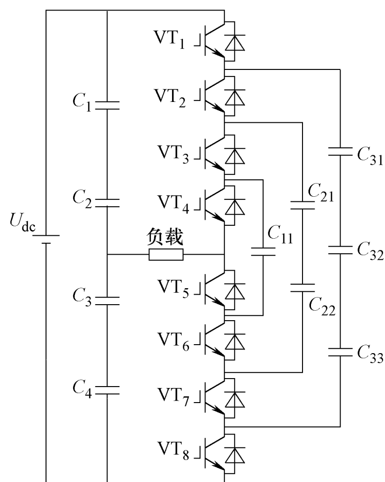


图3-40 电容钳位型逆变器

的充放电保持平衡，对于中间值电平需要采用不同的开关组合，这就增加了系统控制的复杂性以及器件的开关频率和开关损耗。因此对电容钳位型多电平逆变器的研究也仅限于9电平以下。

3.2.3.3 级联型多电平逆变器

1995年，F. Z. Peng提出了以单相全桥变流电路为基本逆变器单元的，在交流侧直接级联而构成的级联型多电平逆变器结构，如图3-41所示。这种结构省去了多重化结构中模块间连接所需的变压器或电抗器，可以直接输出高电压，直流侧相互独立容易实现均压，各单元结构相同，容易进行模块化设计和调试。

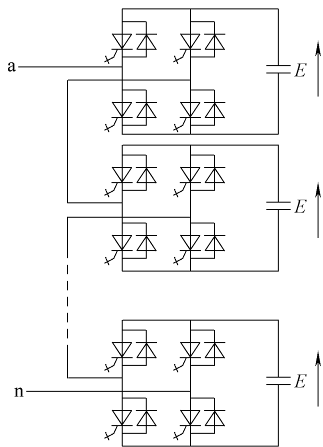


图3-41 级联型多电平逆变器

3.2.3.4 改进的级联型多电平逆变器

基本的级联型多电平逆变器中，各单相逆变器单元的独立直流源电压相同。M. D. Manjrekar 等人在1998年的应用电力电子国际会展（APEC）上发表的《一种 H 桥多电平逆变器拓扑》一文中提出了将各独立电压源的电压值分别取为 E、$2E$、$4E\cdots2^{m-1}E$，则其输出的电平数就大幅度地增加到 $2^{m+1}-1$，这就是所谓改进的级联型多电平逆变器。后来又有人提出将各独立直流源的电压值分别取为 E、$3E$、$9E\cdots3^{m-1}E$，则输出电平的电平数可以达到 3^m。

图3-42为采用改进的两个单元的级联型多电平逆变器，其中 GTO 单元承受高压，IGBT 单元承受低压。将波形合成策略与 PWM 策略相结合，可以得到一种非常适合于上述电路的控制的策略。即较高电压的 GTO 单元以输出电压的基波频率为切换频率，而较低电压的 IGBT 单元则在较高的频率下进行 PWM 控制，以此来改善输出波形。采用改进的级联型多电平逆变器，各逆变器单元的独立直流源应该是蓄电池、电池组或可逆直流源。因为个别电平的组合要求独立直流源能够吸收能量，这一要求限制了该电路结构的适用范围。改进的级联多电平逆变器与其说是一种新型的拓扑结构，不如说是一种新型的电平构成策略。因为独立直流源的电压以几何级数的形式迅速增加，而器件的耐压有限，所以也不能无限制地增加串联级数，一般系统的串联级数不超过三级。

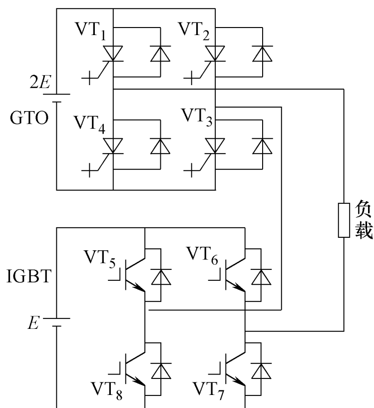
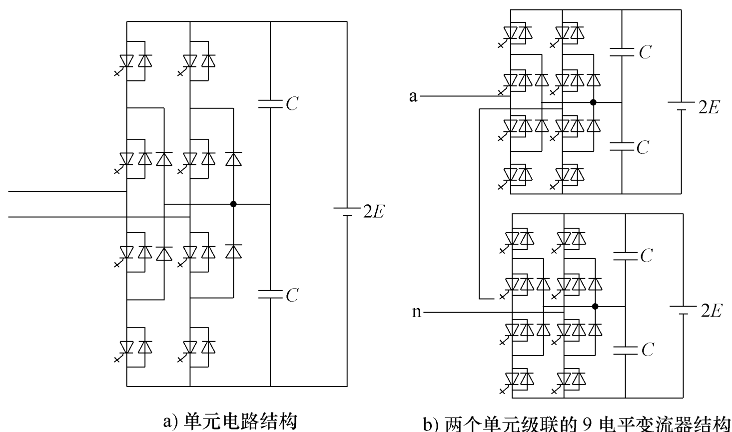


图3-42 改进的级联型多电平逆变器

3.2.3.5 以全桥中点钳位电路为基本单元的级联型多电平变流器

用全桥中点钳位电路作为基本单元电路的级联型多电平变流器结构，其基本单元电路的结构如图3-43a所示。这种单元电路的输出为5电平，m 个单元组成的级联型电路的总输出为 $4m+1$ 电平。下面以两个单元级联为例，介绍该电路结构的特点。电路结构图如图3-43b所示。该电路结构在输出端可以获得一个9电平的输出电压。该电路一共需要16个开关器件，其中有8个开关器件是相互独立的。8个器件的组合方式共有 $2^8=256$ 种，其中只有81种能够获得有效的电平输出。这种结构在选择电平输出的时候，有相当大的自由度。在开关器件本身工作频率很低的情况下，可以在输出端获得相当高的等效开关频率。由于各变流器单元都采用中点钳位结构，所以避免了在二极管钳位电路中因电容电压不平衡而增加控制难度的问题。



a) 单元电路结构　　b) 两个单元级联的9电平变流器结构

图3-43 以中点钳位电路为基本单元的级联多电平变流器结构

3.2.3.6 混合型级联多电平变流器

混合型级联多电平变流器是将前面介绍的几种级联变流器通过适当方式结合在一起的一种新型拓扑结构。图3-44所示的是混合型级联变流器最小结构。如果独立直流源采用的是蓄电池或者可逆直流源，U_{dc2} 与 U_{dc1} 的最大比例为6，即 $U_{dc2}=6U_{dc1}=6E$，则在输出端可得到15电平的电压波形。如果 U_{dc2} 是由不可逆直流源供电（比如常用的二极管不控整流方式），则 U_{dc2} 与 U_{dc1} 的最大比例为4，即 $U_{dc2}=6U_{dc1}=4E$，则在输出端可得到11电平的电压波形。采用混合型级联结构，在电平数的选择上自由度更高，而开关调制方式也更加灵活，但控制趋向复杂化。

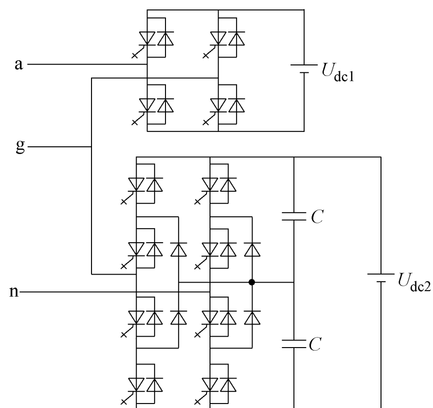


图3-44 混合型级联变流器最小结构

3.2.3.7 具有自均压能力的多电平变流器

以上所提到的多电平变流器结构，都存在动态均压的问题。三种基本多电平电路拓扑都必须采用外加辅助电路或控制。多电平变流器的动态均压问题已经成为其扩展应用的障碍，尤其是对于二极管钳位型多电平变流器和电容钳位型多电平变流器。F. Z. Peng又提出了一种具有自均压功能的多电平变流器结构，其5电平形式如图3-45所示。其中处在最外层的开关器件 $VT_{p1}\sim VT_{p4}$，$VT_{n1}\sim VT_{n4}$ 用于形成输出电压，内层的开关器件用于自均压。这种电路拓扑结构是通过简单的二电平半桥结构层叠而成的，因此易于模块式或集成式生产。通过去除电路中

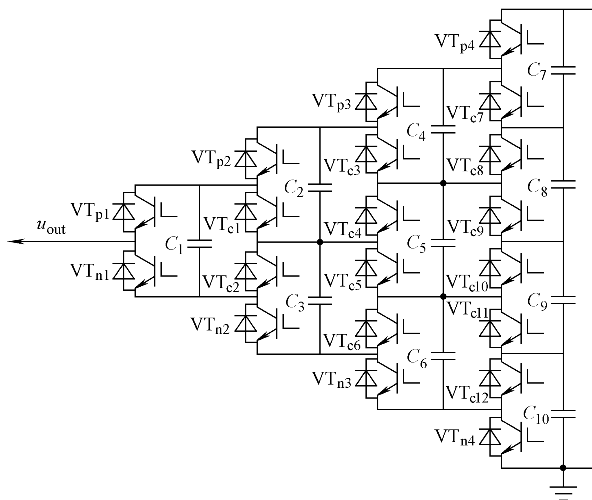


图 3-45　具有自均压能力的多电平变流器

的电容、简化电路中的开关管为二极管等措施，这种变流器可以简化为电容钳位型多电平变流器或二极管钳位型多电平变流器。

以上对多电平变流器的拓扑结构进行了简略的介绍。多电平变流器已经成为大功率电力电子装置的重要结构形式，有关多电平变流器的研究也成为电力电子学中热点的研究领域。多电平变流器在拓扑学上仍然不断发展，近年来屡有成果发表。此外，多电平变流器还扩展到电流型变流器方面，出现了电流型多电平变流器。多电平变流器在 DC-DC 变换器、交流斩波器和矩阵式变换器中也有大量的应用。

3.2.4　逆变器的串联与并联

多电平变流器解决了大功率电力电子装置的功率提升困境，但其拓扑结构过于复杂，工业实践中只有中点钳位变流器和级联型变流器获得了成功，并已经实现工业化。工业实践中多重化技术仍是使用较多的拓扑结构。所谓多重化结构就是将变流器串联或并联在一起以提高功率等级。从变流器的基本结构性能上看，电压型变流器适于串联，电流型变流器适于并联。但中小功率等级中电压型逆变器是主流拓扑结构，因此电压型变流器的并联运行也成为目前研究的热点。本章只介绍逆变器串联与并联的基本结构形式，有关其并联运行控制方面的内容将在第 5 章中进行详细介绍。

单相逆变器如果采用独立直流母线结构，可以直接串联，就是前面提到的级联型多电平变流器。如果采用公共直流侧母线结构必须通过变压器实现串联。三相逆变器的串联必须通过变压器实现。传统逆变器的并联也需通过变压器实现。以三相电压型逆变器为例，其串、并联的结构如图 3-46 所示，其变流器采用公

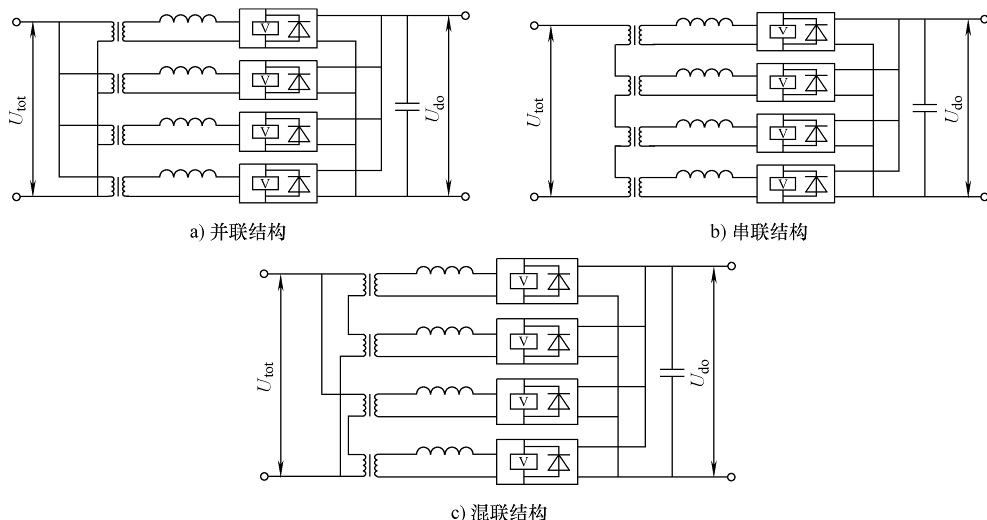


图 3-46 逆变器带变压器串、并联的基本结构

共直流侧结构。

对于逆变器的并联而言，采用带变压器的拓扑结构，可以有效地抵抗环流，可靠性和安全性也较高。但变压器的价格、尺寸和效率对于中小功率等级系统而言不太容易承受。因此目前中小容量场合逆变器的并联以直接并联形式的应用较为多见。图 3-47a 就是采用公共直流母线的逆变器并联结构。当然也可以采用独立直流母线的结构，如图 3-47b 所示。

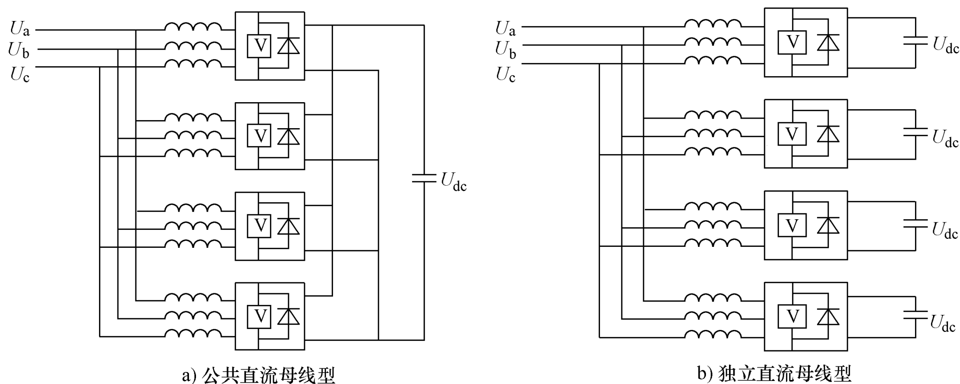


图 3-47 逆变器直接并联结构

3.3 逆变器的调制技术

开关型逆变器区别于相控逆变器的最核心部分就是其高频调制技术。相控逆

变器由于采用晶闸管作为开关器件，其工作频率显然不可能太高，因而难以应用高频调制技术。只有以全控型器件代替晶闸管的开关型逆变器出现以后，高频调制技术的应用才得到迅速发展。目前高频调制技术的研究和应用主要集中在 PWM 技术方面。调制这一概念最早起源并应用于信息通信学领域。1964 年 A. Schonung 等人首次提出将调制技术应用于到交流传动中，以这种技术消除或抑制谐波。在这之后，调制技术被成功地使用在电力电子学领域，特别是在逆变电路中。

衡量一种开关调制技术的优劣，一般从以下几个方面进行分析：变流器输出的谐波特性、器件的开关频率、动态输出特性及传输带宽等。目前，逆变器的调制技术主要有 SPWM（正弦波脉宽调制）、SVM（空间矢量调制）、单周期控制和滞环控制等。单周期控制与滞环控制的基本原理在上一节已经讲过，它们在逆变器中的实现方法与在 DC-DC 变换中的实现方法类似，本节不再赘述。

3.3.1　SPWM 技术

随着全控型电力电子器件和高速微处理芯片的迅速发展，正弦波逆变器已经得到广泛应用，是目前最为重要和常用的电力电子变流设备，并在电机调速、交流电源及电能质量控制等方面占有不可取代的地位。正弦波 PWM 技术（即 SPWM）是正弦波逆变器控制技术的关键技术问题。

3.3.1.1　SPWM 基本原理

由于期望逆变器可以变压、变频，而且逆变器的输出电压波形是正弦的，因此可以把一个正弦半波波形分成 N 等份（如图 3-48 所示），并把正弦半波看成由 N 个彼此相连的脉冲所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于 π/N；但幅值不等，且脉冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值是按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列用同样数量的等幅而不等宽的矩形脉冲序列代替，矩形脉冲和相应正弦部分面积（冲量）相等，就得到图 3-48 所示的脉冲序列，这就是 PWM 波形。可以看出，各脉冲的宽度是按正弦规律变化的。根据冲量相等效果相同的原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。这就是 SPWM 技术的基本原理。

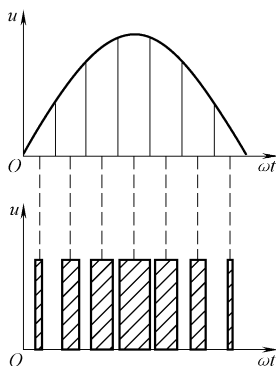


图 3-48　用 PWM 波代替正弦半波

3.3.1.2　单相逆变器 SPWM 技术

单相逆变器的 SPWM 技术有三种主要方式：双极性 SPWM、单极性 SPWM 和倍频 SPWM。单相半桥逆变器只能采用双极性 SPWM，单相全桥逆变器则三种

方法都可以使用。单相全桥逆变器的结构如图 3-23b 所示，作为电压型结构同一半桥上下两开关管的驱动脉冲互补，以下不再重复。

1. 双极性 SPWM 技术

双极性 SPWM 技术的基本原理图如图 3-49 所示。所谓双极性是指在整个基波周期，SPWM 波形只有 $+U_{dc}$ 和 $-U_{dc}$ 两种电平。载波与正弦波比较生成的驱动信号同时给单相全桥逆变器正对角线上的两个开关管。

假设调制波的数学表达为

$$u_m(t) = a \cdot \cos(\omega_m t + \phi_m) \tag{3-40}$$

式中，a 为幅度调制比（调制波幅值与三角波幅值之比，不大于 1）；ω_m 为调制波频率；ϕ_m 为调制波相位。

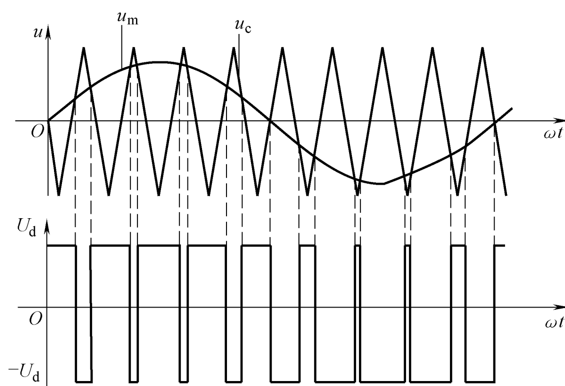


图 3-49 双极性调制原理

则输出电压 u_0 的双重傅里叶级数可表示为

$$u_0(t) = aU_d \cdot \cos(\omega_m t + \phi_m) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4U_d J_0\left(\frac{k \cdot \pi \cdot a}{2}\right)}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{2}\right) \cdot \cos[k(\omega_c t + \phi_c)] + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} \frac{4U_d J_n\left(\frac{k \cdot \pi \cdot a}{2}\right)}{k\pi} \sin\left(\frac{k+n}{2}\pi\right) \cdot \cos[k \cdot (\omega_c t + \phi_c) + n \cdot (\omega_m t + \phi_m)] \tag{3-41}$$

式中，ω_c 为调制波频率；ϕ_c 为调制波相位；J_n（·）为 n 阶贝塞尔函数，即

$$J_n(x) = \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \frac{x^{n+2m}}{2^{n+2m} \cdot m! \cdot (n+m)!} \tag{3-42}$$

由式（3-41）可以看出双极性 SPWM 有以下特点：

1）基波成分与调制波完全相同；

2）不含偶数次载波谐波；

3）不含 $k+n$ 为偶数次的边带谐波；

4）谐波出现在载波频率整数倍频率附近。

图3-50给出了在载波比 $N=\omega_c/\omega_m=24$，幅度调制比 $a=1$ 时，双极性SPWM的波形频谱（只分析到30次以下谐波）。在频谱中可以看到以上分析的正确性。

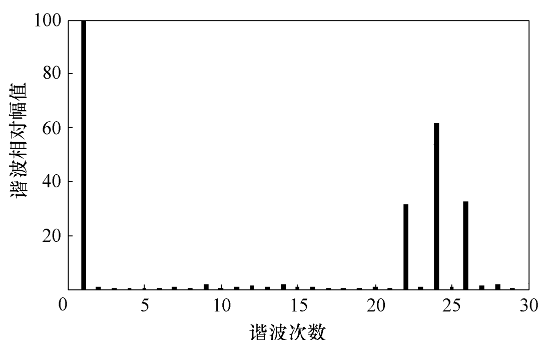


图3-50　双极性SPWM波形的频谱

2. 单极性SPWM技术

单极性SPWM技术的基本原理图如图3-51所示。单极性是指调制波半个周期内的PWM波形只在一种极性范围内变化，正半周期输出波形为0和 U_d 两个电平，负半周期输出波形为0和 $-U_d$ 两个电平。正弦调制波与两个三角载波进行调制，两个三角波以零线为界。零线以上的三角波与正弦波比较生成的驱动信号给单相全桥逆变器的左上方的开关管 VT_1，零线以下的三角波与正弦波比较生成的驱动信号右下方的开关管 VT_3。常规单极性SPWM的两个三角载波频率和峰-峰值相同，相位相反。在正弦波的正半周期，VT_1 与 VT_4 组成斩波臂，而

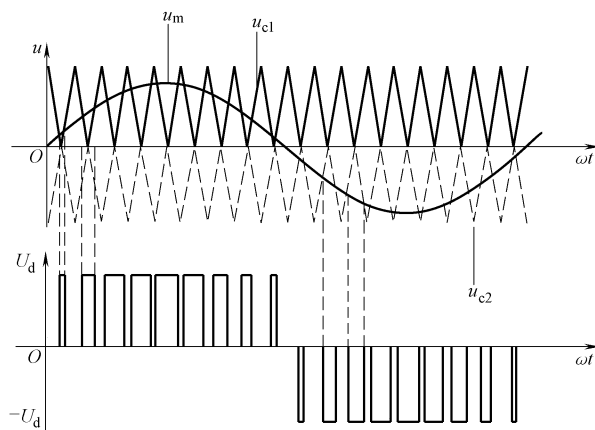


图3-51　单极性SPWM调制原理

VT_2 与 VT_3 则处于常断或常通状态；在正弦波的负半周期，VT_2 与 VT_3 变为斩波臂，而 VT_1 与 VT_4 则处于常断或常通状态。当然，单极性 SPWM 也有采用某一桥臂一直作为斩波臂，另一桥臂一直按基波频率切换的方式。但比较而言，前一种方式的开关负载均衡，易于选择器件。单极性调制的输出波形在每半个调制周期中都只在一个极性范围内变化，相对于双极性调制而言，开关管所承受的电压应力减小一半。

图 3-51 中正弦调制波的表达式为 $u_m = a \cdot \sin(\omega_m t)$ 常规单极性 SPWM 下输出电压 u_0 的双重傅里叶级数为

$$u_0(t) = a \cdot U_{dc} \cdot \sin(\omega_m t) + \sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=\pm1}^{\pm\infty} \frac{2U_{dc} \cdot J_n\left(\frac{k \cdot \pi \cdot a}{2}\right)}{k\pi} \cdot \sin^2\left(\frac{n}{2}\pi\right) \cdot \cos(k\pi) \cdot \sin(k \cdot \omega_c t + n \cdot \omega_m t) \tag{3-43}$$

从式（3-43）可以得到以下结论：

1）基波成分与调制波完全相同；

2）不含载波谐波；

3）不含 n 为偶数次的谐波；

4）谐波出现在载波频率附近。

图 3-52 给出了在载波比 $N=24$，幅度调制比 $a=1$ 时，常规单极性 SPWM 的波形频谱（只分析 30 次以下谐波）。在频谱中可以看到以上分析的正确性。

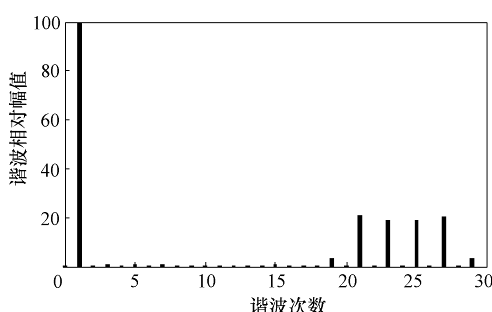


图 3-52 常规单极性 SPWM 的波形频谱

常规单极性 SPWM 技术中两个载波的相位相反。如果使两个载波的相位相同，也同样可以构成单极性 SPWM（本书称为新型单极性 SPWM），其原理如图 3-53 所示。

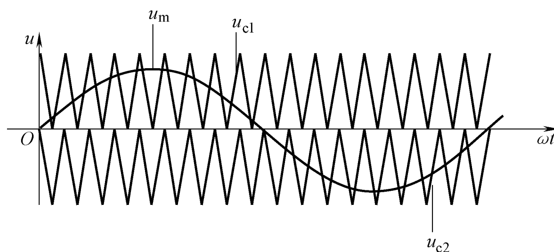


图 3-53 新型单极性调制原理

新型单极性 SPWM 的输出电压 u_0 的双重傅里叶级数为

$$u_0(t) = a \cdot U_{dc} \cdot \sin(\omega_m t) + U_{dc} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4\sin^2\left(\frac{k}{2}\pi\right)\sum_{m=1}^{\infty}\frac{J_{zm-1}(k \cdot \pi \cdot a)}{2m-1}}{k\pi^2}\cos(k \cdot \omega_c t) + \sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{2U_{dc} \cdot \sin^2\left(\frac{k+n}{2}\pi\right)}{k\pi^2} \times \left[\sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(k \cdot \pi \cdot a)\left(D \cdot \cos(k \cdot \omega_c t + n \cdot \omega_m t)\big|_{n \neq 2m-1} + \pi\sin(k \cdot \omega_c t + n \cdot \omega_m t)\big|_{n=2m-1}\right)\right] \tag{3-44}$$

式中

$$D = \frac{4(2m-1)\cos^2\left(\frac{m}{2}\pi\right)}{(2m-1)^2 - n^2} \tag{3-45}$$

由式（3-44）可以得到以下结论：

1）基波成分与调制波完全相同；

2）不含偶数次载波谐波；

3）不含 $n+k$ 为偶数次的谐波；

4）谐波出现在载波频率附近。

图3-54给出了在载波比 $N=24$，幅度调制比 $a=1$ 时，新型单极性SPWM的波形频谱（只分析30次以下谐波）。在频谱中可以看到以上分析的正确性。

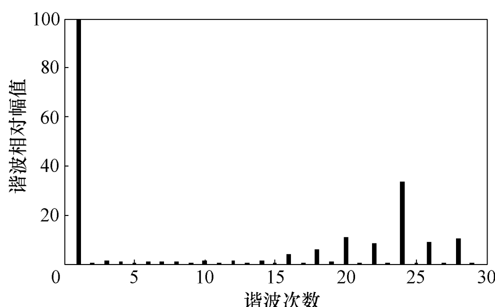


图3-54　新型单极性SPWM波形频谱

3. 倍频式SPWM技术

在普通PWM逆变电路中，器件开关频率与输出电压载波频率相等，所谓倍频式PWM逆变电路是指输出电压等效载波频率 f_{cp} 是逆变器件开关频率 f_c 的2倍。倍频技术能够缓和谐波抑制与效率提高之间的矛盾，且能够适当安排逆变器控制信号的时序，因而是很有使用价值的技术。

倍频式SPWM的工作原理如图3-55所示。倍频SPWM技术含有两个频率和幅值大小相同、相位相反的双极性三角载波。倍频SPWM技术的两个三角载波与正弦波比较生成两路驱动信号，其中一路作为 VT_1 的驱动信号，另一路作为

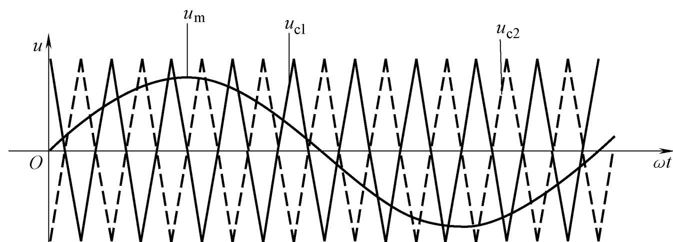


图 3-55 倍频式 SPWM 工作原理

VT_3 的驱动信号。

倍频式 SPWM 输出电压的双重傅里叶级数为

$$u_0(t)=a\cdot U_{dc}\cdot\sin(\omega_m t)+\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=\pm1}^{\pm\infty}\frac{2U_{dc}\cdot J_n(k\cdot\pi\cdot a)}{k\pi}\cdot\sin^2\left(\frac{n}{2}\pi\right)\cdot\sin(2k\cdot\omega_c t+n\cdot\omega_m t) \tag{3-46}$$

从式（3-46）可以看出，倍频式 SPWM 的输出电压 u_0：

1）基波成分与调制波完全相同；

2）不含载波谐波；

3）不含偶数次谐波；

4）谐波出现在载波频率偶数倍频率附近。

图 3-56 给出了在载波比 $N=12$，幅度调制比 $a=1$ 时，倍频式 SPWM 的波形频谱（只分析 30 次以下谐波）。在频谱中可以看到以上分析的正确性。

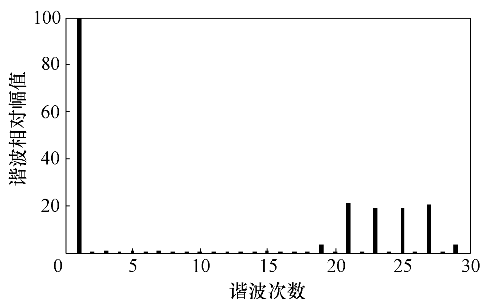


图 3-56 倍频式 SPWM 波形的频谱

倍频式 SPWM 在不提高开关频率的基础上，将输出波形的脉动频率提高了两倍，其在开关频率和开关损耗方面的优势非常明显。实际上，即使不考虑开关频率和开关损耗方面的因素，在输出电压脉动频率相等的情况下（这时双极性 SPWM 的开关频率为倍频式 SPWM 的两倍），倍频式 SPWM 的谐波特性仍然优于双极性 SPWM。比较式（3-41）和式（3-46），可以看出倍频式 SPWM 除了不含有载波谐波之外，各边带谐波的幅值也比双极性 SPWM 小。这使得在相同的幅

度调制比和输出脉动频率下，倍频式 SPWM 的总谐波畸变率（THD）远小于双极性 SPWM，这个结论也可以从图 3-50 和图 3-56 中直观地看出来。

对比式（3-43）和式（3-46），可以发现在输出电压波形脉动频率相同时，常规单极性 SPWM 与倍频式 SPWM 的调制模型完全相同，谐波特性也完全一致。上述推论可以从图 3-51 和图 3-55 中清楚地看出来。

3.3.1.3 三相逆变器 SPWM 技术

常用的三相变流器结构有两种：三相电压型桥式变流器和三相电流型桥式逆变器。针对这两种拓扑结构，分别需要采用不同的 SPWM 策略，下面详细介绍。

1. 三相电压型桥式变流器的 SPWM 技术

三相电压型桥式逆变器的拓扑由三个单相半桥电路组合而成，如图 3-57 所示。三相电压型桥式逆变器的 SPWM 只能采用双极性 SPWM。为了使三相严格对称，三相 PWM 逆变器通常共用一个三角载波，且载波比取为 3 的整数倍。同时为了消除偶次谐波，载波比应该为奇数。

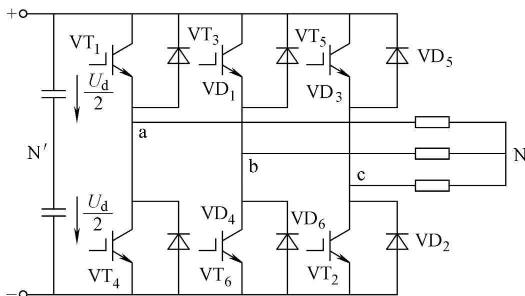


图 3-57 三相电压型桥式逆变器

三相电压型 SPWM 逆变器的基本原理和各电量波形如图 3-58 所示。载波信号为对称的三角波 u_c，如图 3-58a 所示，重复频率为 f_c；调制信号为三相正弦波 u_{ga}，u_{gb}和 u_{gc}，相位上依次相差 120°。根据三角波和调制波的交点决定各相控制极信号时序如图 3-58b 所示。以 a 相为例，当 $u_{ga} > u_c$ 时，给上桥臂 VT_1 以开通信号，给下桥臂 VT_4 以关断信号，则 a 相相对于直流电源中点 N 的输出相电压$u_{aN} = U_d/2$；当 $u_{ga} < u_c$ 时，给上桥臂 VT_1 以关断信号，给下桥臂 VT_4 以开通信号，则 $u_{aN} = -U_d/2$。上下桥臂控制信号在相位上始终是互补的。当给 VT_1（VT_4）加开通信号时，可能是 VT_1（VT_4）导通，也可能是二极管 VD_1（VD_4）导通，这要由负载电流的方向来决定。b 相和 c 相的情况与 a 相相同。可以看出 u_{aN}、u_{bN}和 u_{cN}是典型的双极性 PWM 波，其幅值为 $U_d/2$。图 3-58c 中虚线 u_{aN1}是 u_{aN}的基波分量，其幅值为 U_{aN1m}。三相电压型 PWM 逆变器的调制比 m 为

$$m=\frac{U_{\mathrm{aN1m}}}{U_{\mathrm{d}}/2} \tag{3-47}$$

于是有

$$U_{\mathrm{aN1m}}=\frac{m}{2}U_{\mathrm{d}} \tag{3-48}$$

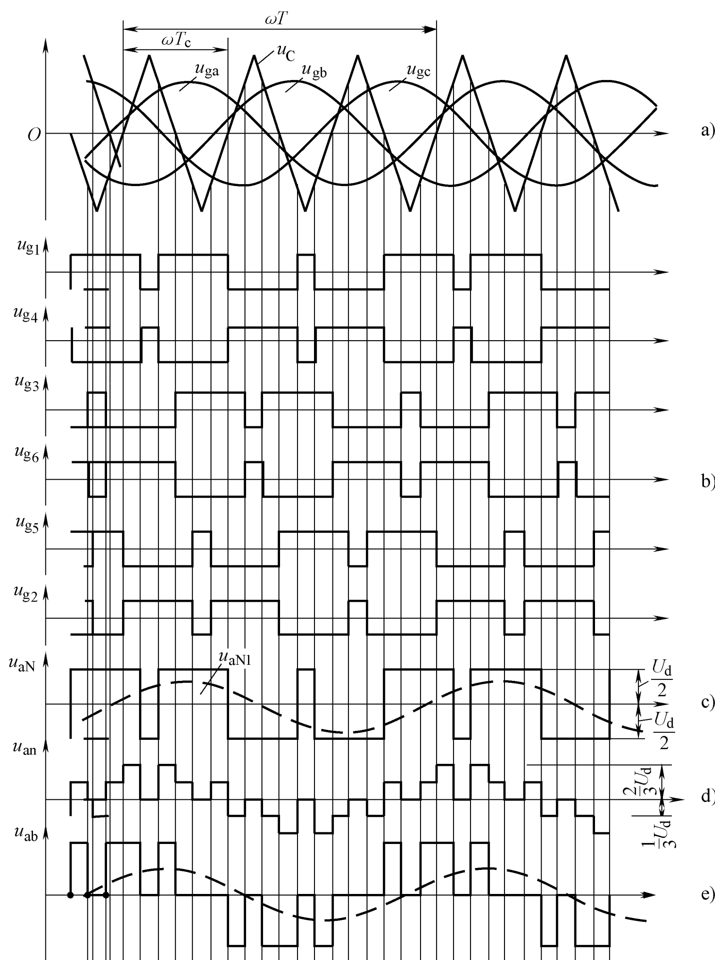


图3-58 三相电压型SPWM逆变器的工作原理和各电量波形

因为 m 的最大值为1，因此输出相电压的基波最大幅值为 $U_{\mathrm{d}}/2$，输出线电压的基波最大幅值为 $\sqrt{3}U_{\mathrm{d}}/2$。

常规三相电压型SPWM逆变器输出相电压的谐波特性与单相双极性SPWM输出电压完全相同。线电压的频谱与相电压相比，最显著的区别是3以及3的整数倍次谐波自然消除。由于载波比 N 取为3的整数倍，则各载波谐波均为3的整

数倍次谐波，因此在线电压中不含载波谐波成分，谐波含量也就大大减小。

2. 三相电流型桥式变流器的 SPWM 技术

三相电流型桥式逆变器电路拓扑结构如图 3-59 所示。

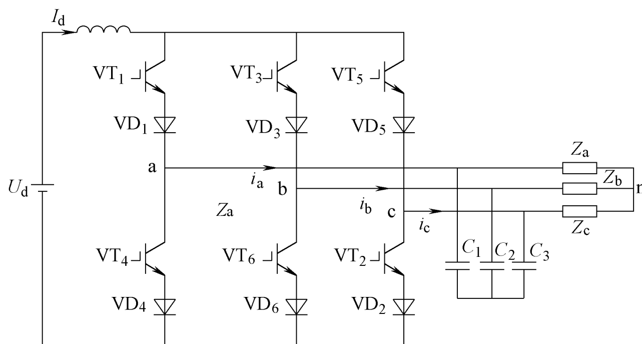


图 3-59　三相电流型桥式逆变器电路拓扑图

对于三相电流型桥式逆变器，上、下桥臂在任意时刻都必须有而且仅有一个开关管导通。因此在三相桥臂对中总有一相的上下桥臂都不导通，记为 $S_j=0$ ($j=$a、b、c)；另外也有可能上下桥臂同时导通，也记为 $S_j=0$。因为这两种情况下，输出相电流均为0。上组桥臂导通记为 $S_j=1$；下组桥臂导通记为 $S_j=-1$。本书将三相电流型逆变器的这种开关函数称为三逻辑信号。而三相电压型桥式逆变器的每相桥臂的开关函数 X_j($j=$a、b、c) 只有 +1、−1 两种状态，本书称为二逻辑信号。二逻辑信号通过下面变换可以构造出满足电流型变流器要求的三逻辑信号。

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2}[C]\cdot\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{3-49}$$

式中，

$$[C]=\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3-50}$$

在三相电压型桥式 SPWM 逆变器中，三个互差 120°的调制波与相同的三角载波相交产生三相二逻辑开关函数，通过式（3-49）转变为三逻辑开关函数可以满足电流型 PWM 变流器的要求，如图 3-60 所示。

比较图 3-60 和图 3-58，可见三逻辑 SPWM 信号的形状与三相电压型桥式 SPWM 逆变器线电压完全相同。与二逻辑 SPWM 信号相比，三逻辑 SPWM 的开关谐波有所减少，主要是因为消除了载波谐波和 3 倍频谐波。

经过二逻辑 SPWM 信号到三逻辑 SPWM 的变换后，变流器交流侧电流的基

波分量在相位上滞后于调制波信号，即交流侧电流的基波与调制信号不是线性关系，失去了二逻辑信号的传输线性。这种由于调制本身带来的非线性常常给反馈控制的引入带来困难。为此需要采用解耦预处理的方法，这里不再赘述。

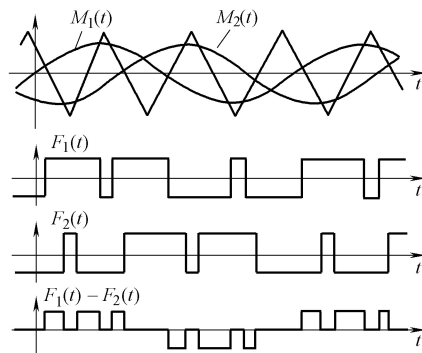


图3-60 自然采样三逻辑SPWM调制方法

3.3.2 空间矢量调制（SVM）技术

经典的SPWM控制主要着眼于使逆变器输出电压尽量接近正弦波，对电流波形一般只能采取间接控制。而异步电机则需要输入电流尽量接近正弦波，从而在空间上形成圆形旋转磁场，产生稳定的电磁转矩。如果针对这一目标，按照跟踪圆形磁场来控制PWM电压，那么控制效果就会更直接。这就是磁链跟踪控制的基本思想。磁链的轨迹是靠电压空间矢量相加得到的，所以这种方法又叫做电压空间矢量调制，即SVM。SVM技术最初是应用在电机调速领域的，后来扩展成为一种在整流/逆变领域应用广泛的PWM策略。本节先从传统的磁链跟踪角度介绍了SVM技术的基本原理。然后再给出基于调制电压采样的解释。接着讨论了SVM技术与谐波注入SPWM技术的内在联系，并给出最小开关损耗SVM的谐波分析。最后，将空间矢量的概念扩展到电流型变流器中，即电流型变流器的空间矢量调制。

3.3.2.1 三相电压型桥式变流器的SVM

1. 电压空间矢量的概念

如图3-61所示，A、B、C分别表示在空间静止不动的电机定子三相绕组的轴线，在空间互差120°，三相定子相电压 U_A、U_B、U_C 分别加在三相绕组上，可以定义三个电压空间矢量 $\boldsymbol{u}_{A0}$、$\boldsymbol{u}_{B0}$、$\boldsymbol{u}_{C0}$，它们的方向始终在各相的轴线上，而大小则随时间按正弦规律变化，时间相位互差120°。

假设 M 为相电压幅值，f 为电源频率，则有

$$\begin{cases} U_A(t)=M\cos(2\pi f\cdot t) \\ U_B(t)=M\cos(2\pi f\cdot t-2\pi/3) \\ U_C(t)=M\cos(2\pi f\cdot t+2\pi/3) \end{cases} \tag{3-51}$$

假设单位方向矢量 $\boldsymbol{\beta}=\mathrm{j}\dfrac{2}{3}\pi$，则三相电压空间矢量相加的合成空间矢量 $\boldsymbol{U}(t)$ 就可以表示为

$$\boldsymbol{U}(t)=2/3[U_A(t)+\boldsymbol{\beta}\cdot U_B(t)+\boldsymbol{\beta}^2\cdot U_C(t)]=M\cdot e^{\mathrm{j}2\pi ft} \tag{3-52}$$

可见 $\boldsymbol{U}(t)$ 是一个旋转的空间矢量，它的幅值不变；当频率不变时，它以电

源角频率 $2\pi f$ 为电气角速度做恒速同步旋转。当哪一相电压为最大值时，合成的电压矢量就落在该相的轴线上。

对于如图 3-57 所示的三相电压型桥式逆变器，引入开关函数 S_A、S_B 和 S_C，分别代表三个桥臂的开关状态。S_X（X = A，B，C）是一个二值变量，上桥臂器件导通时 $S_X=1$，下桥臂器件导通时 $S_X=0$。（S_A，S_B，S_C）组合在一起，一共有 8 种基本工作状态，即 100、110、010、011、001、101、111、000。其中前 6 种工作状态是有效的，称作非零矢量，后两种工作状态称作零矢量。图 3-62 所示是复平面上三相电压型桥式变流器的基本矢量分布。

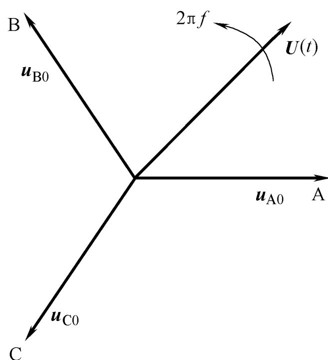


图 3-61　电压空间矢量

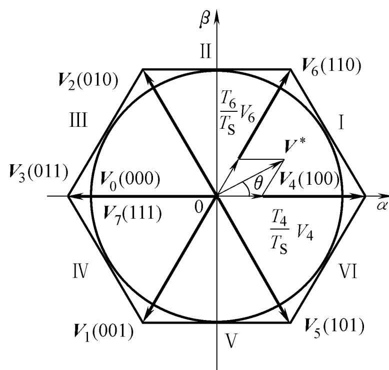


图 3-62　在复平面上三相电压型桥式变流器基本矢量图

2. SVM 的基本原理及常规 SVM

从式（3-52）可以明显看出电压矢量 $\boldsymbol{U}(t)$ 在复平面上随时间变化的轨迹为圆。如果对三相定子相电压 U_A、U_B、U_C 进行采样，其采样频率为 f_S（$T_S=1/f_S$），则离散矢量 $\boldsymbol{V}$ 可表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{V}(k)=\boldsymbol{M}\cdot e^{j\varphi(k)}\\ \varphi(k)=2\pi fT_S\cdot k\end{cases} \tag{3-53}$$

式中，$\varphi(k)$ 为在第 k 个采样周期所对应的位置角。

当 k 从 0 到 $n(n=f_S/f)$ 变化时，$\boldsymbol{V}(k)$ 在复平面上就形成了一系列的离散矢量，如图 3-63 所示。前面已经谈到，在三相电压型桥式逆变器中，只能得到 8 个基本矢量。在一个开关周期 T_S（$T_S=1/f_S$）内，如图 3-62 中的参考矢量 $\boldsymbol{V}^*$ 作用效果可以由与其相邻的两个非零矢量和零矢量来合成（线性表示）。矢量合成方程如下：

$$\begin{cases}\boldsymbol{V}^*=\boldsymbol{V}_4\cdot k_4+\boldsymbol{V}_6\cdot k_6+V_z\cdot k_z\\ k_z+k_4+k_6=1\end{cases} \tag{3-54}$$

式中，$k_x=\dfrac{t_x}{T_S}$，$x=4$，6，z；t_x是对应矢量的作用时间。

事实上图3-63中的任意矢量都可以由8个基本矢量合成。式（3-54）中零矢量 $\boldsymbol{V}_z$ 可以是 $\boldsymbol{V}_0$、$\boldsymbol{V}_7$ 的组合，也可以单独使用其中一个，零矢量的作用时刻也可以选择，因此零矢量的分配关系与作用时刻的不同安排可以得到不同的调制方式。

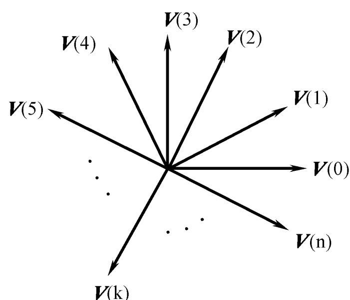


图3-63 离散的电压矢量图

从图3-63可以看出，6个非零矢量将整个平面分成6个扇区。以第Ⅰ扇区为例，依平行四边形法则，有

$$T_4\boldsymbol{V}_4 + T_6\boldsymbol{V}_6 = T_S\boldsymbol{V}^* \tag{3-55}$$

由式（3-55）解得

$$\begin{cases} T_4 = \dfrac{\sqrt{3}MT_S\sin\left(\dfrac{\pi}{3}-\theta\right)}{U_d} \\ T_6 = \dfrac{\sqrt{3}MT_S\sin\theta}{U_d} \qquad 0\leqslant\theta\leqslant\dfrac{\pi}{3} \\ T_0 = T_S - T_4 - T_6 \end{cases} \tag{3-56}$$

式（3-56）中，T_4、T_6 不足时，插入零矢量补足。一般地，有

$$\begin{cases} T_{00} = kT_0 \\ T_{07} = (1-k)T_0 \end{cases} \tag{3-57}$$

式中，T_{00}、T_{07}分别代表零矢量 $\boldsymbol{V}_0$、$\boldsymbol{V}_7$ 的作用时间，$0\leqslant k\leqslant 1$。其他扇区的调制算法完全相同。

定义幅度调制比 m_r 为

$$m_r = \frac{M}{U_d/\sqrt{3}} \tag{3-58}$$

从式（3-56）、式（3-57）可见，电压空间矢量调制的线性调制约束条件是

$$T_4 + T_6 \leqslant T_S \tag{3-59}$$

将（3-56）、式（3-57）代入式（3-58），有

$$m_r \leqslant \frac{1}{\cos\left(\dfrac{\pi}{6}-\theta\right)} \tag{3-60}$$

式（3-59）、式（3-60）对于任何 θ 都应成立，而$\dfrac{\sqrt{3}}{2}\leqslant\cos\left(\dfrac{\pi}{6}-\theta\right)\leqslant 1$，因而幅度调制比 m_r 的最大值为1，也就是说逆变器输出相电压的极限峰值是 $U_d/\sqrt{3}$。反应在矢量图上，最大电压空间矢量的轨迹就是图3-62所示的正六边形的内切

圆。传统的 SPWM 最大相电压峰值是 $U_d/2$，因而 SVM 的直流电压利用率比 SP-WM 提高了 15%。以上推导过程与矢量发送顺序和 k 值无关，因此直流电压利用率高是 SVM 的本身特性。无论以何种方式产生 SVM 波形，只要满足式（3-56）、式（3-57），它们的电压利用率都是一样的。进一步计算可知，m_r 取 1，也就是 SVM 输出最大时，线电压峰值等于 U_d，已经达到直流母线电压，如再增加就不是线性调制了，所以 SVM 的直流电压利用率是最高的。

式（3-57）中 k 的不同取值对应着不同的调制模式，在谐波特性和开关损耗上也有不同的特点。一般将 SVM 的调制模式分为两种：常规 SVM 和最小开关损耗 SVM。常规的 SVM 策略在一个采样周期内有 6 次开关动作，与 SPWM 的开关频率相同。以第一扇区为例，其在一个采样周期内的开关触发波形如图 3-64 所示。其中 T_4、T_6 为矢量 $\boldsymbol{V}_4$、$\boldsymbol{V}_6$ 的作用时间，T_0、T_7 为零矢量 $\boldsymbol{V}_0$、$\boldsymbol{V}_7$ 的作用时间，T_S 为采样周期。

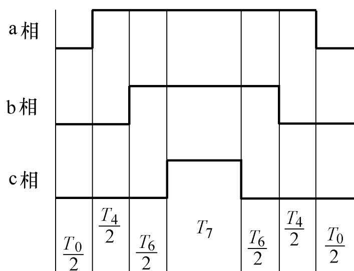


图 3-64　常规 SVM 在一个采样周期内的开关触发波形

3. MSL-SVM

MSL-SVM 通过适当选择零矢量使用方式，使得在一个采样周期内的开关动作减少为 4 次，从而将开关频率减小了 33%，开关损耗大大降低。这对于提高装置功率等级、降低系统电磁干扰（EMI）有非常重要的意义。

MSL-SVM 在一个采样周期内只采用一种零矢量，具体的有两种形式。以第Ⅰ扇区为例，一个采样周期内的开关触发波形如图 3-65 所示。

总体而言，实现 MSL-SVM 有两种方式。一种是在矢量图的所有区域中都使用同一个零矢量，这种方式称为单一零矢量调制方式。单一零矢量调制方式可分为两种方法：使用零矢量 $\boldsymbol{V}_0$ 的方法，本书中方法一；使用零矢量 $\boldsymbol{V}_7$ 的方法，本书中称为方法二。单一零矢量调制在降低开关损耗的同时，也增加了谐波成分。为了克服这一问题，可以采用交替零矢量调制方式。交替零矢量调制方式是根据参考矢量所在的不同扇区，使用不同的零矢量。比如当参考矢量位于Ⅰ、Ⅲ、Ⅴ扇区时，零矢量取 $\boldsymbol{V}_0$；当参考矢量位于Ⅱ、Ⅳ、Ⅵ扇区时，零矢量取 $\boldsymbol{V}_7$；本书中将这种调制方法称为方法三。另外，还有一种交替零矢量调制方法，即将矢量平面平均分为 12 个区域，如图 3-66 中区域①～⑫所示。其中，区域①④⑤⑧⑨⑫零矢量采用 $\boldsymbol{V}_7$，区域②③⑥⑦⑩⑪零矢量采用 $\boldsymbol{V}_0$，本书中将这种调制方法称为方法四。

3.3.2.2　三相电流型桥式变流器的 SVM

与电压型变流器类似，在三相电流型桥式变流器中同样可以引入开关函数

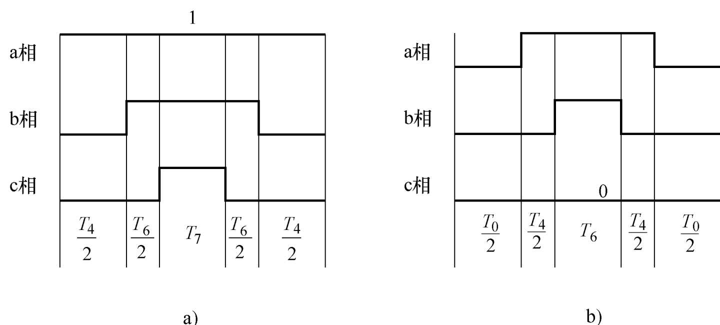


图 3-65　MSL-SVM 一个采样周期内的开关触发波形

S_A、S_B 和 S_C，分别代表三个桥臂的开关状态。与电压型变流器不同的是，S_X（X = A，B，C）是一个三值变量，上桥臂器件导通时 $S_X=1$，下桥臂器件导通时 $S_X=-1$，上下桥臂均不导通或均导通时 $S_X=0$。（S_A，S_B，S_C）组合在一起，一共有 9 种基本工作状态，即 9 个基本电流矢量，如表 3-1 所示。在这 9 个基本电流矢量中，$\boldsymbol{I}_1 \sim \boldsymbol{I}_6$ 为非零矢量，$\boldsymbol{I}_7 \sim \boldsymbol{I}_9$ 为零矢量，它们构成的矢量图如图 3-67 所示。

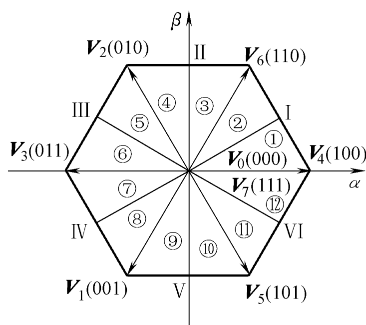


图 3-66　调制方法四对应的矢量分区图

表 3-1　三相电流型桥式变流器的基本开关工作状态

电流质量	S_A	S_B	S_C	对应导通的器件
$\boldsymbol{I}_1$	1	0	−1	S_{ap}，S_{cn}
$\boldsymbol{I}_2$	0	1	−1	S_{bp}，S_{cn}
$\boldsymbol{I}_3$	−1	1	0	S_{an}，S_{bp}
$\boldsymbol{I}_4$	−1	0	1	S_{an}，S_{cp}
$\boldsymbol{I}_5$	0	−1	1	S_{bn}，S_{cp}
$\boldsymbol{I}_6$	1	−1	0	S_{ap}，S_{bn}
$\boldsymbol{I}_7$	0	0	0	S_{ap}，S_{an}
$\boldsymbol{I}_8$	0	0	0	S_{bp}，S_{bn}
$\boldsymbol{I}_9$	0	0	0	S_{cp}，S_{cn}

与电压空间矢量调制类似，对于图 3-67 中的参考电流矢量 $\boldsymbol{I}_r$ 可以通过其最相邻的两个非零矢量和零矢量合成，各矢量的作用时间和合成方式可参考电压空间矢量调制的方法得到，这里不多赘述。

除了以上这种直接从矢量图生成电流 SVM 信号的方法外，根据式（3-49）

和式（3-50），还可以通过电压 SVM 信号转换生成电流 SVM。从实际运算量和时间看，这种间接生成电流 SVM 的方法所耗运算时间并不比直接方法长，而且间接方法和直接方法实际上完全等效。

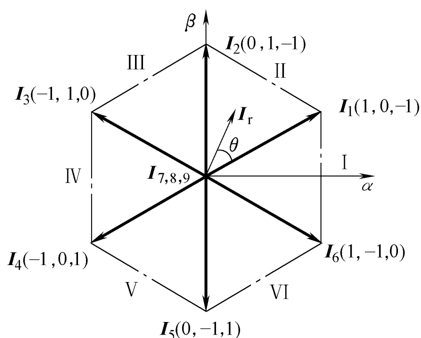


图 3-67　基本电流矢量图

3.3.3　谐波注入 PWM 技术

常规 SPWM 用三角波和对称的三相正弦波比较生成 PWM 波，这是一种相电压控制方式。调制度 m 最大为 1，故相电压的峰值最大为 $U_d/2$，线电压峰值最大为 $0.866U_d$，直流电压利用率低。为此，在三相无中线系统的三相正弦调制波里适当注入三次谐波的零序分量，可把 m 提高到 1.1547。这是因为常规的 SPWM 法，其三相系统的中点电位固定。而注入零序分量后，相电压波形不再是正弦，中点电位发生浮动，使 m 可以超过 1。零序电压分量在无中线系统中无法形成电流，而线电压波形则因两相间的零序分量相互抵消仍为正弦。这就是所谓谐波注入 PWM。但把零序分量仅归结为三次谐波未免太简单。尤其在电压闭环调节的动态过程中，调制波的相位在变化，有时甚至调制波形不是正弦。如何确定注入三次谐波的相位有很大困难。

考虑到 SVM 方法，也同样可把电压利用率提高 15%，因此可以设想 SVM 与谐波注入 PWM 之间存在一定关系。SVM 的调制过程是在矢量空间实现的，而 SPWM 是在三相静止坐标系下分相实现的。SPWM 的相电压调制波是正弦波，而 SVM 的相电压调制波是隐含的。为了揭示 SVM 与 SPWM 的内在联系，需要求出 SVM 在三相静止坐标系上的等效调制波，也就是将 SVM 的隐含调制波显化。通过对 SVM 技术和规则采样 SPWM 技术中脉宽生成方式的比较，然后推导出 SVM 的调制波的数学表达式。将 SVM 调制波的表达式与正弦波进行比较，即可得到谐波注入 PWM 中零序分量的公式。

3.3.3.1　谐波注入 PWM 与 SVM 的关系

规则采样法 SPWM 的基本原理如图 3-68 所示。

以三角波的两个波峰值之间为一个采样周期 T_S。取波谷时刻作为采样点（即图 3-68 中 D 点），按照相似三角形原理，可得脉冲宽度为

$$\delta = \frac{T_S}{2}\frac{(U_c + u_{rD})}{U_c} \tag{3-61}$$

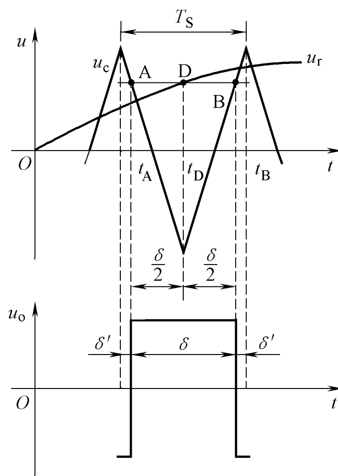


图 3-68　规则采样法 SPWM

式中，u_{rD}是调制波 u_r 在 D 点的采样值，U_c 为调制波幅值。

由图 3-64 所示常规 SVM 在第一扇区内的开关波形可得三相脉冲宽度为

$$\begin{cases}\delta_a=(T_{07}+T_4+T_6)\\ \delta_b=(T_{07}+T_6)\\ \delta_c=T_{07}\end{cases} \tag{3-62}$$

按规则采样法与式（3-61），常规 SVM 各相脉宽与调制波 $u_{ra,b,c}$关系表示为

$$\frac{\delta_{a,b,c}}{T_S}=\frac{u_{ra,b,c}(t_D)+U_d}{2U_d} \tag{3-63}$$

式中，t_D 为三角波波谷点，即

$$t_D=NT_s+\frac{T_s}{2} \tag{3-64}$$

式中，N 为采样周期数。

把式（3-56）、式（3-57）代入式（3-62），与式（3-63）比较，即可得到三相调制波在第一扇区的表达式为

$$\begin{cases}u_{ra,b,c}=u_{a,b,c}+u_z\\ u_z=-ku_a-(1-k)u_c+(2k-1)\end{cases} \tag{3-65}$$

式中，$u_{ra,b,c}$为三相调制波；$u_{a,b,c}$为三相标准正弦波；u_z 为注入的谐波分量；$0\leqslant k\leqslant 1$，对于常规 SVM 来说 $k=0.5$。

式（3-65）中的谐波分量是第一扇区内的，对于整个调制波周期而言，注入谐波分量的表达式为

$$u_z=-k\max(u_{a,b,c})-(1-k)\min(u_{a,b,c})+(2k-1) \tag{3-66}$$

以上分析表明，在常规 SPWM 的各相调制波中加入式（3-66）的零序分量，可以得到和 SVM 完全相同的输出波形。

式（3-62）~式（3-66）揭示了 SVM 和 SPWM 的内在联系，说明 SVM 是在 SPWM 的相调制波中加入了零序分量后，进行规则采样得到的结果。因此谐波注入 PWM 方法与 SVM 等效，也可以把谐波注入 SPWM 看作是一种 SVM 的硬件实现方法。

式（3-66）中 k 取不同值对应着 SVM 方法零矢量不同的插入方式。如前所述，$k=0.5$ 时对应于常规 SVM。根据式（3-65）和式（3-66）可得其相电压调制波形，如图 3-69 所示（以 a 相为例）。其中 u_a 为未注入谐波的调制波波形，u_z 为注入的谐波分量，u_{ra}为注入谐波后的调制波波形。可见 u_z 是一个由各三倍频谐波组合成的波形，非常接近于三角波，其实际表达式为

$$u_z=1.1547\sin(\omega t)+0.1962\sin(3\omega t)+0.0253\sin(9\omega t)-0.0162\sin(15\omega t)-\cdots \tag{3-67}$$

3.3.3.2　MSL-SVM 相电压调制波的提取与谐波特性分析

对于式（3-66），当 $k=0$ 时，相电压调制波的波形如图 3-70a 所示；当 $k=1$ 时，相电压调制波的波形如图 3-70b 所示。在图 3-70a 所示的相电压调制波中，有 1/3 个周期为三角波负峰值，进行调制时在这 1/3 周期中开关不动作，均为关断状态，也就是零矢量只选择 $\boldsymbol{V}_0$，这与 MSL-SVM 中的方法一完全一致。在图 3-70b 的相电压调制波波形中，有 1/3 个周期为三角波正峰值，进行调制时这 1/3 周期的开关不动作，均为开通状态，也就是零矢量只能选择 $\boldsymbol{V}_7$，这与 MSL-SVM 中的方法二完全一致。

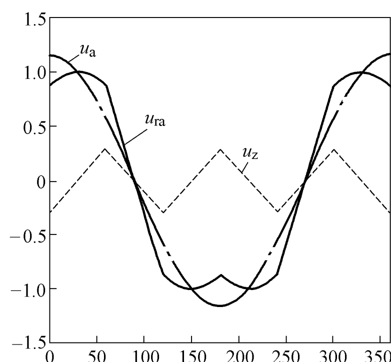


图 3-69　常规 SVM 的相电压调制波与标准正弦波、注入谐波分量

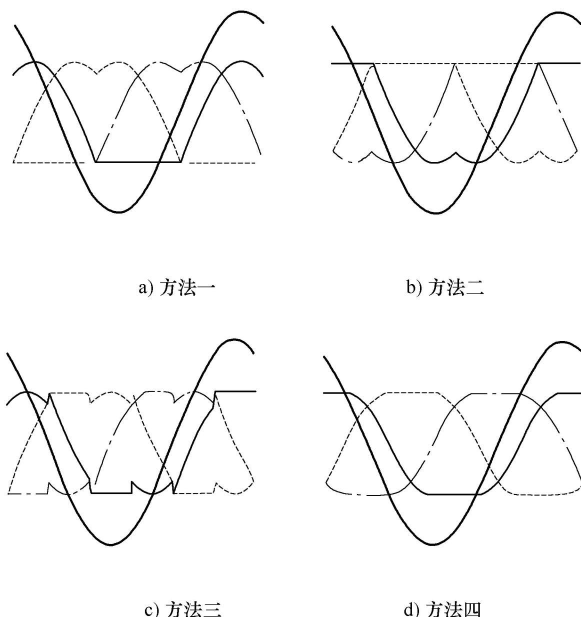


图 3-70　MSL-SVM 中对应的相电压调制波波形

（细实线为 a 相，虚线为 b 相，点划线为 c 相，粗实线为线电压）

对于 MSL-SVM 的方法三和方法四，也可以找到其对应的谐波注入 PWM 方法，只不过注入的谐波分量表达式不同。以方法四为例，其注入的谐波分量表达式为

$$
\begin{aligned}
&u_{z+}^{+}=1-\max(u_{a,b,c})\\
&u_{z+}^{-}=-1-\min(u_{a,b,c})\\
&u_z=\begin{cases}u_{z+}^{+} & |\max(u_{a,b,c})|\geqslant|\min(u_{a,b,c})|\\ u_{z+}^{-} & |\max(u_{a,b,c})|\leqslant|\min(u_{a,b,c})|\end{cases}
\end{aligned}
\tag{3-68}
$$

方法三和方法四对应的相电压调制波波形如图 3-70c 和 3-70d 所示。

从各种方法的相电压调制波波形和调制原理来看，可以定性地得到以下两点结论：

1）从形状上看，方法一和方法二的相电压调制波波形是相反的。将方法二的相电压调制波波形垂直翻转 180°，得到的波形在形状上与方法一的相电压调制波波形完全相同，但在相位上有误差。从傅里叶变换的性质可知，波形的翻转和相位移动只影响各次谐波的相位，不影响它们的幅值。因此在相同的调制比下，在输出电压的谐波分布和谐波幅值上，采用方法一和方法二的效果完全一致。

2）从调制波波形上看，交替零矢量调制方式的调制波具有正负半周反对称的性质，属于对称调制；而单一零矢量调制方式的调制波没有正负半周反对称的性质，属于非对称调制。对称调制的谐波特性显然比非对称调制好，也就是说交替零矢量调制方式的谐波特性比单一零矢量调制方式好。方法四的调制波形在四种方法中对称性最好，因此其谐波特性也是最好的。

为了验证以上两点结论，分别采用上述四种方法调制，并进行仿真研究。如图 3-71 所示是分别采用四种调制方法得到的输出线电压的频谱图（幅度调制比为 0.9，频率调制比为 27）。比较四种调制方法，从频谱分布上看，方法四最好，而方法一和方法二的频谱完全相同。这表明前面得到的结论是正确的。

3.3.4 优化 PWM 技术

前面讲到 SPWM、HIPWM 和 SVM 技术都是调制型 PWM 技术。除了调制型 PWM 技术，还有跟踪型 PWM 技术和优化 PWM 技术。跟踪型 PWM 技术包括滞环 PWM 技术和单周期技术等。跟踪型 PWM 技术兼具开关调制和闭环控制的功能，在本章 3.1 节 DC-DC 变换器的控制技术中已经介绍了其基本原理。跟踪型 PWM 技术应用于逆变器的基本原理与应用于 DC-DC 变换电路中的完全一致，这里不多赘述。下面着重介绍优化 PWM 技术。

所谓优化 PWM 技术就是通过某种优化算法，计算出变流器各开关器件的通断时间和顺序，以达到预先设定的目标或要求。比如在电动机驱动方面，针对铜

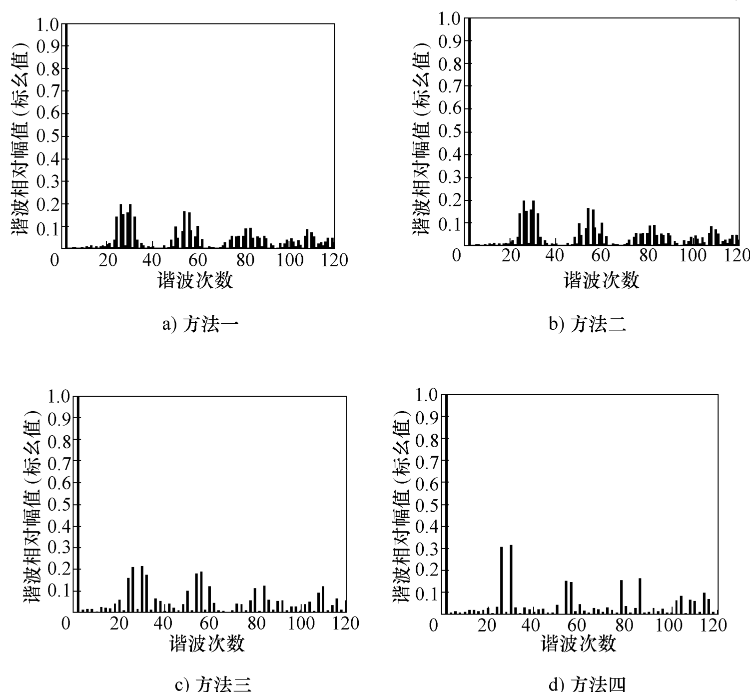


图 3-71　四种 MSL-SVM 逆变器输出线电压的频谱

损耗问题，就可以设定相应目标函数以获得最优的铜损耗曲线。通过优化算法，可以计算出开关器件的触发脉冲信号。在各种优化指标中，谐波最优是受到关注最多的，以谐波最优为目标的优化 PWM 技术也是研究和应用最为广泛的优化 PWM 技术，其中最为常见的就是定次谐波消除 PWM（Selected Harmonics Elimination PWM，SHEPWM）。

3.3.4.1　SHEPWM 的基本原理

在方波的某些角度上设置凹槽，以抑制不需要的谐波，控制基波分量的大小，就是 SHEPWM。如图 3-72 所示为单极性定次谐波消除 PWM 调制波的波形。为了减少谐波并简化控制，就要尽量使波形具有对称性。如图 3-72 所示，波形正负半周镜像对称，因此不含偶次谐波；半周期内关于 1/4 周期轴对称，因此不含余弦项。于是图 3-72 所示波形的傅里叶级数展开式为

$$u(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t) \tag{3-69}$$

由傅里叶级数的定义可知

$$U_{\mathrm{k}} = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} u(\omega t)\sin(k\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t) \tag{3-70}$$

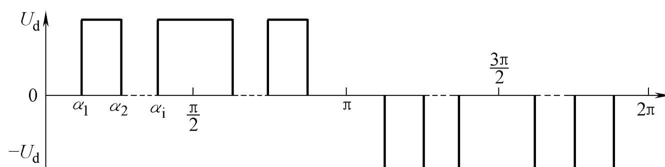


图 3-72 单极性 SHEPWM 输出 PWM 波形

展开式（3-70），可得

$$U_k = \frac{4U_d}{k\pi}\left[\sum_{n=1}^{i}(-1)^n\cos(ka_n)\right] \tag{3-71}$$

在 1/4 周期内，有 i 个参数（脉冲开关时刻）需要确定，除了给定基波幅值外，还有 $i-1$ 个参数待定，这是消除谐波的自由度。令要消除的低次谐波的幅值为 0，给定基波幅值，即可得到如下方程组：

$$\begin{cases} U_1 = \dfrac{4U_d}{\pi}\left[\sum\limits_{k=1}^{m}(-1)^k\cos a_k\right] \\ \vdots \\ U_j = \dfrac{4U_d}{j\pi}\left[\sum\limits_{k=1}^{m}(-1)^k\cos(ja_k)\right] = 0 \\ \vdots \\ U_i = \dfrac{4U_d}{i\pi}\left[\sum\limits_{k=1}^{m}(-1)^k\cos(ia_k)\right] = 0 \end{cases} \tag{3-72}$$

式中，j 表示谐波次数，且 $1<j\leqslant i$。

对于不同的基波幅值，求解上述方程组，可以获得不同的开关角。以 $i=4$ 为例，求解上述方程组，可得到 1/4 周期内的四个开关角。根据一个周期内半波对称和 1/4 周期纵轴对称的性质，可以求出一个周期内所有的开关角数值，共 18 个。对于三相系统，可根据三相波波形各相相差 120°的特点来求出另两相的脉冲开关角，三相总共 54 个数值。

3.3.4.2 开关角的求解

SHEPWM 能够直接消除指定次数的谐波分量，效果直观、原理清晰，而且其开关频率较载波法 PWM 大大降低，因而在大功率电力电子设备中有很好的应用前景。但 SHEPWM 中开关角的计算特别是在线计算非常复杂，因而 SHEPWM 方法虽在 20 世纪 70 年代就已经提出，但应用却不是特别广泛。随着高级计算软件的发展，开关角计算的离线算法已经得到了解决。特别是目前高速微处理

器的不断进步（DSP 的单步乘法运算速度已经达到 25ns 乃至更快）和各种数学方法不断引入，在线实现 SHEPWM 已经逐渐成为现实，SHEPWM 的应用越来越广泛。

1. 离线算法

SHEPWM 开关角的离线算法通常采用牛顿-拉夫逊法。该方法的要义就是对式（3-72）的超越方程组进行线性化处理，通过迭代算法，求取开关角。

以 $i=4$ 为例，需要用到下列矩阵：

1）列开关角矩阵为

$$\alpha^j = [\alpha_1^j,\ \alpha_2^j,\ \alpha_3^j]^{\mathrm{T}} \tag{3-73}$$

2）系统矩阵为

$$\boldsymbol{F}^j = \begin{bmatrix} -\cos(\alpha_1^j) + \cos(\alpha_2^j) - \cos(\alpha_3^j) + \cos(\alpha_4^j) \\ -\cos(3\alpha_1^j) + \cos(3\alpha_2^j) - \cos(3\alpha_3^j) + \cos(3\alpha_4^j) \\ -\cos(5\alpha_1^j) + \cos(5\alpha_2^j) - \cos(5\alpha_3^j) + \cos(5\alpha_4^j) \\ -\cos(7\alpha_1^j) + \cos(7\alpha_2^j) - \cos(7\alpha_3^j) + \cos(7\alpha_4^j) \end{bmatrix} \tag{3-74}$$

$$\left[\frac{\partial \boldsymbol{f}}{\partial \alpha}\right]^j = \begin{bmatrix} \sin(\alpha_1^j) & -\sin(\alpha_2^j) & \sin(\alpha_3^j) & -\sin(\alpha_4^j) \\ 3\sin(3\alpha_1^j) & -3\sin(3\alpha_2^j) & 3\sin(3\alpha_3^j) & 3\sin(3\alpha_4^j) \\ 5\sin(5\alpha_1^j) & -5\sin(5\alpha_2^j) & 5\sin(5\alpha_3^j) & 5\sin(5\alpha_4^j) \\ 7\sin(7\alpha_1^j) & -7\sin(7\alpha_2^j) & 7\sin(7\alpha_3^j) & 7\sin(7\alpha_4^j) \end{bmatrix} \tag{3-75}$$

3）各次谐波幅值矩阵为

$$T = \left[\frac{\pi b_1}{4U_{\mathrm{d}}},0,0,0\right]^{\mathrm{T}} \tag{3-76}$$

式（3-72）可表为

$$F(\alpha) = T \tag{3-77}$$

牛顿-拉夫逊算法的基本原理为

1）当 $j=0$ 时，置初始值 $\alpha^0 = [\alpha_1^0,\ \alpha_2^0,\ \alpha_3^0,\ \alpha_4^0]^{\mathrm{T}}$。

2）将初始值代入式（3-77），计算 $F(\alpha^0) = F^0$。

3）α^0的线性方程为

$$F^0 + \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha}\right]^0 d\alpha^0 = T$$

式中，$d\alpha^0 = [d\alpha_1^0,\ d\alpha_2^0,\ d\alpha_3^0,\ d\alpha_4^0]^{\mathrm{T}}$。

4）得到

$$d\alpha_0 = \left(inv\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha}\right]^0 \right)(T - F^0)$$

式中，$inv\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha}\right]^0$为$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha}\right]^0$的逆矩阵。

5）计算下一个值 $\alpha^{j+1} = \alpha^j + d\alpha^j$

6）重复步骤2~5，直到 $d\alpha^j$ 达到所希望的精确度。

牛顿-拉夫逊法原理非常清晰，操作也很简单，但并不是很容易得到所需的开关角数值，其主要原因就是初始值难以选取。牛顿-拉夫逊法的收敛范围比较窄，如果初始值选取不当，就很难收敛。为此很多简化算法不断出现，比如将超越方程转化为高次线性方程等，但其运算难度仍然很大。

实际上，在各种优化算法中，有些算法对初始值的要求并不是很高，比如单纯型法。单纯型法的程序设计较牛顿-拉夫逊法稍复杂，但其收敛速度和精确度却更好，对初始值的要求也较为宽泛，因此采用单纯型法是更好的解决方案。

不论是牛顿-拉夫逊法，还是单纯型法，都需要较为复杂的编程。实际上，目前一些高级程序语言本身已经包含这些优化算法的软件包，直接应用就可以离线求出任意精确度的开关角，除非方程本身没有最优解。比如 Matlab 程序就提供了两个解非线性最优问题的函数 fsolve 和 fminsearch，特别是 fminsearch 采用单纯型法，功能强大，对初始值没有特殊要求，收敛范围极宽。因此离线求解 SHEPWM 开关角已经不再是问题了。

2. 在线算法

SHEPWM 开关角的运算传统上都采用离线算法，因而在某些对快速性和动态特性要求高的场合，SHEPWM 不具备优势。因此研究在线开关角计算方法，对 SHEPWM 而言是非常重要的。

1989 年 Asumadu 和 Hoft 首次提出了基于 Walsh 函数来分析 PWM 波形产生的方法，利用 Walsh 函数波形分析技术，可以将求解开关角的非线形方程组转变为求解关于基波幅值的分段线性方程组，这样大大缩减了计算时间，使在线控制成为可能。

（1） Walsh 函数

Walsh 函数是 1923 年美国数学家 J. L. Walsh 提出的，即每个函数仅取 +1 和 -1 两个数值，波形呈方波形，它们的全体构成单位区间［0，1］上的完整标准直交系。与傅里叶级数相同，任何一个时间函数完全可以用多个 Walsh 函数来表示。Walsh 函数只定义在有限的时基 T 内，具有两个自变数（时间变数 t 和序数 m）。函数通常表示为 $\boldsymbol{Wal}(m, t)$，大多数情况下，函数的序次是按照该函数在

时基 T 内的过零数目多少来排列的。

如果每个波形都分成 8 个区间，则波形的幅值可以表示为如下矩阵：

$$\boldsymbol{Wal}(m,t)=\begin{bmatrix}1&1&1&1&1&1&1&1\\1&1&1&1&-1&-1&-1&-1\\1&1&-1&-1&-1&-1&1&1\\1&1&-1&-1&1&1&-1&-1\\1&-1&-1&1&1&-1&-1&1\\1&-1&-1&1&-1&1&1&-1\\1&-1&1&-1&-1&1&-1&1\\1&-1&1&-1&1&-1&1&-1\end{bmatrix}\tag{3-78}$$

式中，m 为 Walsh 函数的序列号（矩阵的行）；t 为对应的取样点（矩阵的列）。

类似于通过傅里叶级数展开式可以将时间函数 $f(t)$ 表示为正弦—余弦级数。所以对于时限 $0\leqslant t\leqslant 1$ 范围内的连续函数 $f(t)$ 也可以用 Walsh 函数表示为

$$f(t)=\sum_{m=0}^{\infty}\boldsymbol{F}^{\omega}(m)\boldsymbol{Wal}(m,t)\tag{3-79}$$

$$\boldsymbol{F}^{\omega}(m)=\int_0^1\boldsymbol{f}(t)\boldsymbol{Wal}(m,t)\mathrm{d}t\tag{3-80}$$

式中，$\boldsymbol{F}^{\omega}(m)$ 为 $\boldsymbol{Wal}(m,t)$ 的 Walsh 系数。

Walsh 函数可以分为奇对称函数和偶对称函数两组，即 $\boldsymbol{Wal}(2m,\ t)=\boldsymbol{Cal}(m,\ t)$；$\boldsymbol{Wal}(2m-1,\ t)=\boldsymbol{Sal}(m,\ t)$，其中 $m=1,\ 2,\ \cdots,\ N/2$。由于这种对称特性，Walsh 函数的表示式与三角函数的表示式相似。

（2）Walsh 级数与傅里叶级数之间的转换

图 3-72 所示的单极性 SHEPWM 的傅里叶级数可表示为式（3-70）和式（3-71）。但是由于 $u(\omega t)$ 是未知的，很难直接通过式（3-71）计算出 $u(\omega t)$ 谐波的幅值。而 Walsh 函数仅取 +1 和 −1 两个数值，在归一化时间周期内简化了选择开关角消除特定谐波的计算。因此用 Walsh 函数表示的 $u(\omega t)$ 的输出为

$$\begin{aligned}u(\omega t)&=\sum_{m=1}^{N}\boldsymbol{F}(2m-1)\boldsymbol{Sal}(2m-1,\omega t)\\&=\sum_{m=1}^{N}\boldsymbol{F}(4m-3)\boldsymbol{Wal}(4m-3,\omega t)\end{aligned}\tag{3-81}$$

式中，$\boldsymbol{F}(4m-3)=\int_0^1 f(t)\boldsymbol{Wal}(4m-3,t)\mathrm{d}t$　　(3-82)

式（3-81）中的 N 为将区间［0，1）等分的分数，N 总是选为 2 的幂次方。N 的大小由计算精确度决定。N 越大，期望的波形与实际的波形的方均误差就越小。

用式（3-81）代替式（3-71）中的 $u(\omega t)$，得

$$u_{2k-1}=\sum_{m=1}^{N}\boldsymbol{F}(4m-3)\left[\frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2}\boldsymbol{Wal}(4m-3,\omega t)\sin[(2k-1)\omega t]\mathrm{d}(\omega t)\right]$$
$$=\sum_{m=1}^{N}\boldsymbol{B}_{2k-1,4m-3}\boldsymbol{F}(4m-3) \tag{3-83}$$

$$\boldsymbol{B}_{2k-1,4m-3}=\frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2}\boldsymbol{Wal}(4m-3,\omega t)\sin[(2k-1)\omega t]\mathrm{d}\omega t \tag{3-84}$$

式中，$\boldsymbol{B}_{2k-1,4m-3}$为 Walsh 的傅里叶系数矩阵。

可通过式（3-84）计算求得 Walsh 的傅里叶系数。但 Simense 和 Kitai 提出了更有效的计算正弦函数 Walsh 变换系数 $\boldsymbol{B}_{2k-1,4m-3}$的一般方法，为

$$\boldsymbol{B}_{p,q}=2(-1)^{g0}(-j)^{\alpha}\left[\prod_{x=0}^{M_0-1}\cos\left(\frac{\pi p}{2^{x+1}}-\frac{\pi g_x}{2}\right)\left(\sin\left(\frac{\pi p}{2^{M_0}}\right)\bigg/\frac{\pi p}{2^{M_0}}\right)\right] \tag{3-85}$$

式中，j 为归一化频率；M_0 为用二进制表示 q 时的位数；α 为用格雷码表示 q 时格雷码中的 1 的个数。

由式（3-83）知，Walsh 级数与傅里叶级数之间的转换关系为

$$\begin{bmatrix}u_1\\u_2\\\vdots\\u_{2i-1}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{1,1}&\boldsymbol{B}_{1,5}&\cdots&\boldsymbol{B}_{1,4m-3}\\\boldsymbol{B}_{3,1}&\boldsymbol{B}_{3,5}&\cdots&\boldsymbol{B}_{1,4m-3}\\\vdots&\vdots&\vdots&\vdots\\\boldsymbol{B}_{2i-1,1}&\boldsymbol{B}_{2i-1,5}&\cdots&\boldsymbol{B}_{2i-1,4m-3}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{F}(1)\\\boldsymbol{F}(5)\\\vdots\\\boldsymbol{F}(4m-3)\end{bmatrix} \tag{3-86}$$

将式（3-86）写成矩阵乘式为

$$[\boldsymbol{V}]=[\boldsymbol{B}][\boldsymbol{F}] \tag{3-87}$$

（3）Walsh 级数分析下的消谐模型

首先，考虑具有单个开关角的输出电压波形在归一化时基 1 内分为 N 等份，其第一个 1/4 周期波形如图 3-73 所示。

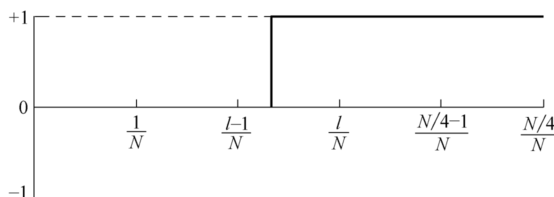


图 3-73 第一个 1/4 周期中含单个开关角的 PWM 波形

当开关角 α 位于第 l 子空间中即采样点位于（$l-1$）$/N\sim l/N$ 之间，第 m 次 Walsh 函数，即 **Wal**(m，l）的 Walsh 系数 $\boldsymbol{F}$(m，l）为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{F}(m,l) &= 4\left[\int_{l-1/N}^{\alpha}\boldsymbol{Wal}(m,l)\,\mathrm{d}t + \int_{\alpha}^{1/4}\boldsymbol{Wal}(m,l)\,\mathrm{d}t\right. \\ &= -4\alpha\boldsymbol{Wal}(m,l) + \boldsymbol{Cal}(m,l) \end{aligned} \tag{3-88}$$

式中，$m=4r-3(r=1, 2, \cdots, N/4)$；

$$\boldsymbol{Cal}(m,l) = \frac{4}{N}\left[\sum_{p=l+1}^{N/4}\boldsymbol{Wal}(m,p) + l\boldsymbol{Wal}(m,l)\right] \tag{3-89}$$

则具有 q 个开关角的输出电压波形其 q 个开关角分别位于第 l_1，l_2，…，l_i 子空间时，单极性控制下的消谐模型用 Walsh 函数可以表示为

$$U_n = \boldsymbol{BF}^{\omega}(m,(l_1,l_2,\cdots,l_i)) \tag{3-90}$$

式中，$\boldsymbol{F}^{\omega}(m,(l_1,l_2,\cdots,l_i)) = -\sum_{i=1}^{M}(-1)^{\mathrm{i}}\boldsymbol{F}^{\omega}(m,l_i)$。

将式（3-90）代入式（3-88）可得

$$\begin{aligned} U_n &= \boldsymbol{BF}^{\omega}(m,(l_1,l_2,\cdots,l_{\mathrm{M}})) \\ &= -4\boldsymbol{BWal}(m,l)\alpha + \boldsymbol{BCal}(m,l) \\ &= \boldsymbol{D}(m,l)\alpha + \boldsymbol{E}(m,l) \end{aligned} \tag{3-91}$$

式中，$\boldsymbol{D}(m, l) = -4\boldsymbol{BWal}(m, l)$，$\boldsymbol{E}(m, l) = \boldsymbol{BCal}(m, l)$。

各开关角的取值范围为

$$\frac{l_1-1}{N} < \alpha_1 < \frac{l_1}{N}, \frac{l_2-1}{N} < \alpha_2 < \frac{l_2}{N} < \cdots < \frac{l_{\mathrm{i}}-1}{N} < \alpha_{\mathrm{M}} < \frac{l_{\mathrm{i}}}{N} \tag{3-92}$$

由式（3-92）得，其对应的基波幅值的取值必须同时满足各个开关角的取值要求，即

$$U_1^1 \cap U_1^2 \cap U_1^3 \cdots U_1^i = U_1^C \neq 0 \tag{3-93}$$

（4）算例

逆变器 SHEPWM 开关角 Walsh 变换法求解步骤为

1）根据开关角的个数以及计算精确度的要求，确定归一化时基的区间［0，1］分为 N 等份。

2）由式（3-85）计算出 Walsh 的傅里叶系数矩阵 $\boldsymbol{B}$。

3）大致确定开关角位于何段，根据式（3-90）列出谐波消除方程组。

4）解线性方程组，并由式（3-92）确定基波幅值的取值范围。

5）重复步骤 3）、步骤 4）算出所有可行解。

以图 3-72 的输出波形为例，给出了基于 Walsh 函数的 SHEPWM 消谐方程的建立过程，假设 $i=4$。由图 3-72 可以看出 1/4 周期内有 4 个开关角 α_1、α_2、α_3、α_4。将一个周期 2π 归一化，并将其分为 $N=128$ 段，设

$$\frac{5\times2\pi}{128} \leqslant \alpha_1 \leqslant \frac{6\times2\pi}{128},\quad \frac{18\times2\pi}{128} \leqslant \alpha_2 \leqslant \frac{19\times2\pi}{128}$$

$$\frac{23\times2\pi}{128}\leqslant\alpha_3\leqslant\frac{24\times2\pi}{128},\ \frac{27\times2\pi}{128}\leqslant\alpha_4\leqslant\frac{28\times2\pi}{128}$$

为初始开关角（已换算为弧度）的取值范围。根据由式（3-90）计算得出的 $\boldsymbol{D}$、$\boldsymbol{E}$ 矩阵，查表得

$$\begin{cases}U_1 = -2.1335\alpha_1 - 6.3061\alpha_2 + 7.4632\alpha_3 - 7.8048\alpha_4 - 3.0821\\ U_3 = -5.7887\alpha_1 - 3.2390\alpha_2 - 3.5936\alpha_3 + 6.3011\alpha_4 - 0.0735\\ U_5 = -7.7860\alpha_1 + 7.8625\alpha_2 - 2.1284\alpha_3 - 3.5879\alpha_4 - 0.3770\\ U_7 = -7.5589\alpha_1 - 0.5856\alpha_2 + 6.7256\alpha_3 + 0.1954\alpha_4 + 0.8806\end{cases} \tag{3-94}$$

令 $U_3=U_5=U_7=0$，解方程组（3-94）得

$$\begin{cases}\alpha_1 = -0.1855U_1 + 0.6218, \alpha_2 = -0.5261U_1 + 1.8709\\ \alpha_3 = -0.2071U_1 + 1.5591, \alpha_4 = -0.5233U_1 + 2.2831\end{cases} \tag{3-95}$$

将开关角的取值范围代入式（5-95），可得基波的取值范围为1.747~1.829。

表3-2给出了调制比 $m=1.5\sim2.0$ 时，开关角与基波幅值之间的关系，其余调制比范围内的开关角表达式不再赘述。

表3-2 调制比 $m=1.5\sim2.0$ 时的逆变器开关角与基波幅值之间的关系

基波幅值范围	开关角的表达式
1.525~1.548	$\alpha_1=-0.2306U_1+0.6969, \alpha_2=-1.1396U_1+2.8866$ $\alpha_3=-2.6397U_1+5.4565, \alpha_4=-2.2967U_1+5.0872$
1.549~1.571	$\alpha_1=-0.2288U_1+0.6941, \alpha_2=-1.2181U_1+3.0081$ $\alpha_3=-2.0755U_1+4.5863, \alpha_4=-1.6553U_1+4.0973$
1.572~1.644	$\alpha_1=-0.2188U_1+0.6783, \alpha_2=-0.9115U_1+2.5219$ $\alpha_3=-0.9122U_1+2.7506, \alpha_4=-0.8051U_1+2.7582$
1.645~1.703	$\alpha_1=-0.2149U_1+0.6733, \alpha_2=-0.8454U_1+2.4221$ $\alpha_3=-0.6505U_1+2.3458, \alpha_4=-0.6386U_1+2.4874$
1.704~1.746	$\alpha_1=-0.2035U_1+0.6539, \alpha_2=-0.6197U_1+2.0376$ $\alpha_3=-0.3056U_1+1.7429, \alpha_4=-0.5173U_1+2.2807$
1.747~1.829	$\alpha_1=-0.1871U_1+0.6247, \alpha_2=-0.5097U_1+1.8408$ $\alpha_3=-0.2381U_1+1.6163, \alpha_4=-0.5697U_1+2.3681$
1.830~1.880	$\alpha_1=-0.1808U_1+0.6132, \alpha_2=-0.5684U_1+1.9483$ $\alpha_3=-0.4536U_1+2.0104, \alpha_4=-0.7303U_1+2.6621$
1.881~1.954	$\alpha_1=-0.1681U_1+0.5917, \alpha_2=-5594U_1+1.939$ $\alpha_3=-0.5547U_1+2.2074, \alpha_4=-0.8641U_1+2.9145$
1.955~1.988	$\alpha_1=-0.1312U_1+0.5191, \alpha_2=-0.5242U_1+1.8679$ $\alpha_3=-0.9301U_1+2.9354, \alpha_4=-1.2947U_1+3.7526$
1.989~2.019	$\alpha_1=-0.097U_1+0.451, \alpha_2=-0.7193U_1+2.2561$ $\alpha_3=-1.6277U_1+4.3204, \alpha_4=-1.8U_1+4.7854$

基于 Walsh 变换的 SHEPWM 开关角的在线运算方法已经很好地解决了 SHEPWM 在线算法的问题，但仍有研究者对其精确度不满意，因而又有更新的在线算法不断涌现。

3.3.5　多电平变流器和多重化变流器的 PWM 技术

前面提到的各种 PWM 技术都是针对于常规的变流器（对于电压型变流器来说是两电平变流器，对于电流型变流器来说是三电平变流器）。这些 PWM 技术不能直接供给多电平变流器或多重化变流器使用。多电平变流器和多重化变流器的 PWM 技术是根据其自身拓扑结构，通过对常规 PWM 技术进行改造后得到的。主要有阶梯波脉宽调制、多电平 SVM、载波层叠 PWM 和载波相移 PWM 等。

3.3.5.1　阶梯波脉宽调制技术

阶梯波脉宽调制就是用阶梯波来逼近正弦波（输出波形见图 3-74）。在阶梯波调制过程中，可以通过选择电平持续时间的长短，来实现低次谐波的消除和抑制。

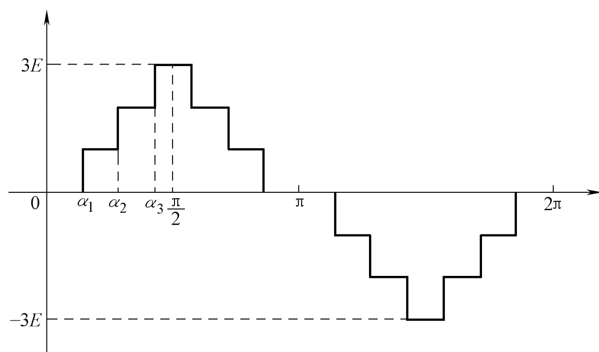


图 3-74　阶梯波脉宽调制原理（以七电平为例）

将本来应用于普通两电平变流器的 SHEPWM 引入级联型多电平变流器，通过优化算法计算出开关角，消除选定的谐波分量，这种方法可称为优化阶梯波脉宽调制技术。这种技术的优点是各器件均工作于基波频率，因此开关频率最低，开关损耗最小（当然通态损耗有所加大），消除谐波效果明显，在电平数足够高的情况下可直接与负载相连而不需设置滤波器。缺点是消除谐波的自由度与电平数相关，在电平数有限的时候，不能很好地达到消除谐波的目的。

为了解决上述问题，可以依照两电平 SHEPWM 的做法，在各电平台阶上设置凹槽；这样就可以在不增加电平数的基础上消除更多的谐波，但是这样会导致开关频率的有限增加。

阶梯波脉宽调制技术也需要计算开关角，其具体原理与两电平 SHEPWM 完

全一致，这里不再多讲。

3.3.5.2 多电平 SVM

多电平 SVM 技术的基本原理与两电平 SVM 技术相似，只是开关组合的方式随着电平数的增加而有所增加。其规律是对于 m 电平变流器，其电压空间矢量的数目为 m^3 个，当然这些电平中有些在空间上是重合的。比如对于三电平变流器，其电压空间矢量的数目为 27 个，其中独立的电压空间矢量为 19 个，一个零矢量，18 个非零矢量，如图 3-75 所示。

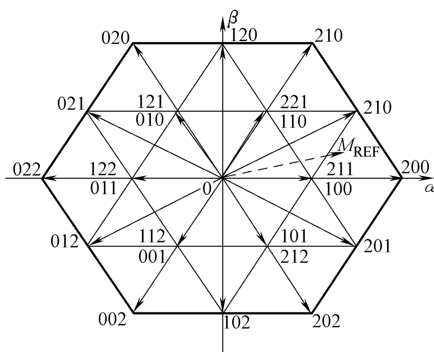


图 3-75 三电平变流器的基本电压矢量图

同样的，在空间旋转坐标系下，对于任意时刻的矢量由相邻的三个非零矢量合成，在一个开关调制周期内对三个非零矢量与零矢量的作用时间进行优化安排，得到 PWM 输出波形。由于电平数与电压空间矢量的数目之间呈三次方关系，所以多电平 SVM 技术在电平数较多时受到很大限制。因此目前多电平 SVM 技术的研究一般只限于五电平以下。

3.3.5.3 载波层叠 PWM

载波层叠 PWM 的基本原理是在 N 电平变流器中，$N-1$ 个具有相同频率和相同幅值的三角载波并排放置，形成载波组。以载波组的水平中线作为参考零线，共同的调制波与其相交，得到相应的开关信号。根据三角载波的相位，这种控制方式可以有三种不同的形式，如图 3-76 所示。

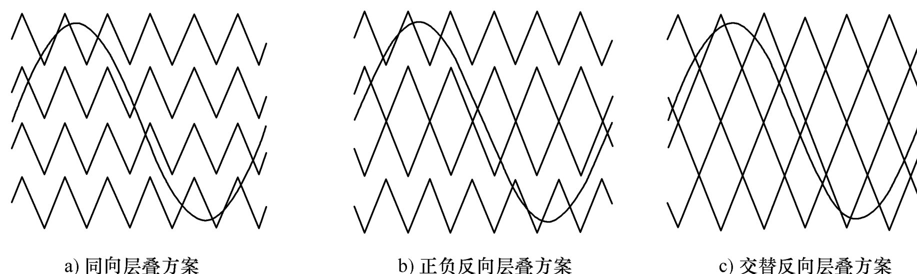


图 3-76 多载波 PWM 策略的三种方案

在这种控制方式下，变流器的输出特性良好，器件的开关频率较低而等效开关频率较高，输入输出呈线性关系，且能够输出一定的带宽。但器件的导通负载不一致，尤其在深调制的情况下，有的功率器件几乎不动作，而有的功率器件开关频率较高。为了解决在深调制下出现的这种情况，也出现了一些改进的控制方式，如变频载波调制等。至于调制波，可以采用标准正弦波，也可以采用谐波注

入正弦波。

3.3.5.4　载波相移 PWM

载波相移 PWM 技术是基于组合变流器提出的开关调制策略，也可以应用在级联型多电平变流器上。以载波相移 SPWM 技术（Carrier Phase-shifted SPWM，CPS-SPWM）为例（见图 3-77），其基本思想为 N 个变流器单元均采用低开关频率的 SPWM，并具有相同的频率调制比 k、幅度调制比 m 和共同的正弦调制信号，而各变流器单元的三角载波的相位依次差 $2\pi/(N \cdot k)$，利用 SPWM 技术中的波形生成方式和多重化技术中的波形叠加结构产生载波相移 SPWM 波形。

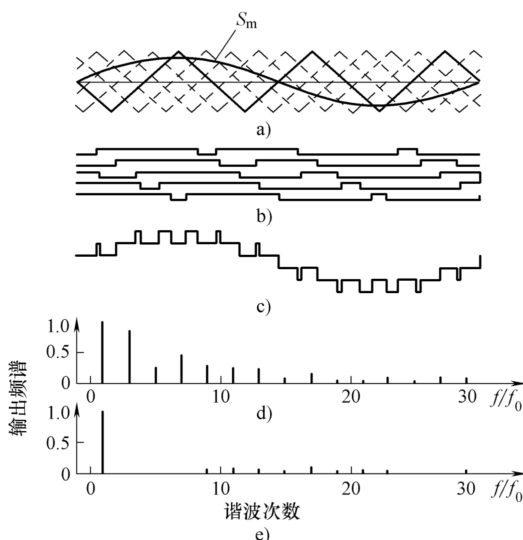


图 3-77　载波相移 SPWM 技术的原理

除了 SPWM 技术以外，载波相移 PWM 技术还采用以下几种调制策略。

1）相移式 SHEPWM 技术（Phase-shifted Selected Harmonic Elimination PWM）。这种控制方式以传统的定次谐波消除法 PWM 为基础，在开关角计算中加入预置的相移量，将计算得到的不同相移量的开关角分别用于不同的变流器单元，使得叠加得到的交流侧电压、电流达到谐波最优。

2）错时采样 SVM 技术（Sample Time Staggered SVM，STS-SVM）。组合变流器 STS-SVM 技术的调制方法，简而言之就是将各变流器单元的采样时间错开。具体地讲，在组合变流器中，N 个变流器单元在相同频率调制比 k、幅度调制比 m_r 下，进行 SVM 调制。各变流器单元采样时间依次相位差为 $2\pi/(N \cdot k)$。STS-SVM 技术与载波相移 SPWM 技术相比，具有电压利用率高、开关频率小、易于实现数字化等特点。

除此之外，将其他的一些调制策略，如滞环电流控制、单周控制等，应用在载波相移PWM技术中，也具有一定的研究前景。

载波相移PWM技术具有以下特点：

1）各变流器单元的开关频率低，可采用特大功率电力电子器件GTO等组成大功率变流装置，并降低器件开关损耗。

2）输出谐波小，可大大减小滤波器的体积、尺寸。

3）等效开关频率高，传输频带宽，传输线性好，容易引入一些优秀的控制方法。

4）各变流器单元的电路结构完全相同，易于模块化实现。

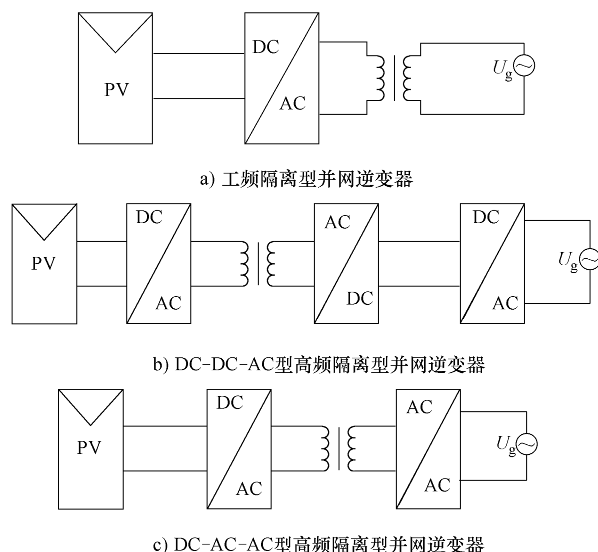
5）开关器件的工作负载均衡一致。

3.4 并网光伏逆变器拓扑结构的新进展

3.4.1 并网光伏逆变器拓扑结构的发展现状

在分布式发电系统中，逆变器是可再生能源发电单元与主干电网的接口，必须要求逆变器能够并网运行。目前工程上实用的并网光伏逆变器大多采用工频隔离型结构，如图3-78a所示。这种结构通过工频变压器并网，在实现电气隔离的同时，还可以起到匹配电压等级、抑制直流分量和共模漏电流等作用。但工频变压器增加了系统的体积、重量和成本，降低了变换效率。为解决这一问题，如图3-78b、c所示的高频隔离型结构成为一种选择。高频隔离型并网逆变器由于采用体积、成本上优于工频变压器的高频变压器，具有一定的技术优势。但高频变压器的加入，使系统拓扑结构更加复杂，控制上的难度也随之增加，而系统的效率提升有限。特别是基于制作工艺的原因，目前高频变压器只能应用于功率较小的应用场合，在大功率场合应用时需要并联使用，使系统复杂程度更高。因此非隔离型并网逆变器受到了越来越多的关注。

非隔离型并网逆变器的基本结构是传统的桥式逆变器；只是在某些场合，如光伏发电装置中为了抑制共模漏电流，而在基本结构上进行了某些改进。实际上传统的桥式逆变器本身存在一些问题，最主要的就是不能适应输入直流电压的宽范围变化。众所周知，电压型桥式逆变器是降压型逆变器，交流侧电压峰值不能高于直流侧电压；电流型桥式逆变器则是升压型逆变器，交流侧电压峰值不能低于直流侧电压。而可再生能源受气候、气象和环境等外部因素的影响较大，其能量输出具有很大的随机性和不确定性。这种随机性和不确定性的具体表现之就是输出功率的大范围波动。在光伏电池、燃料电池和小型直流风力发电机组中，其表现为输出直流电压的宽范围变化。



a) 工频隔离型并网逆变器

b) DC-DC-AC型高频隔离型并网逆变器

c) DC-AC-AC型高频隔离型并网逆变器

图 3-78　隔离型并网逆变器的几种结构

显然，传统的桥式逆变器并不能适用于可再生能源发电系统的需要。通常的解决办法是采用多级式结构。当前应用最为广泛的结构就是两级式结构，前级为 Boost 变换器，用以调整电压等级，后级为电压型桥式逆变器，实现逆变和并网的功能。两级式结构的优点是将能量优化控制与并网控制解耦，还可以同时引入无功补偿和有源滤波等其他功能；缺点是多级变换导致效率较低，器件数量较多导致可靠性降低。为此，研究单级式的非隔离并网逆变器就具有重要的理论和工程实用价值。

单级非隔离并网逆变器的构成方式目前有两大基本思路。一种基本思路是在传统桥式逆变器的电源与逆变桥之间加入无源阻抗网络，增加逆变器的冗余工作状态，从而实现升降压功能。这种结构的逆变器通称为阻抗逆变器，最典型的结构为 *Z* 源逆变器。另一种思路是采用基本 DC-DC 变换电路组合的方式，直接构造新型逆变器拓扑结构。具体而言，又可分为串联组合和并联组合两种方式。下面分别对 *Z* 源逆变器和组合型逆变器进行介绍。

3.4.2　*Z* 源逆变器

三相 *Z* 源逆变器的拓扑结构如图 3-79 所示。由图中可见，*Z* 源逆变器与传统桥式逆变电路不同的是在电源和逆变桥之间增加了一个由电感 L_1、L_2 和电容器 C_1、C_2 的构成的 X 形二端口无源网络。*Z* 源网络最大的和独特的特点是与传统的电压源或电流源不同，它可以开路和短路，这为变换器主电路根据需要升压或降压提供了一种机制。*Z* 源网络为电源、主电路和负载提供了下列很大的灵活

性：①Z 源逆变器的电源既可为电压源，也可为电流源。②Z 源逆变器的主电路既可为传统的电压源结构，也可为传统的电流源结构。另外，Z 源逆变器所采用的开关可以是开关器件和二极管的组合，即反并联或串联两种组合形式。③Z 源逆变器的负载可为感性负载或容性负载。

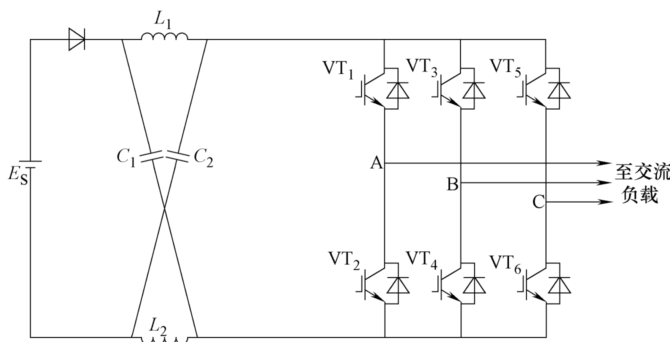


图 3-79　三相 Z 源逆变器拓扑结构

3.4.2.1　三相 Z 源逆变器的工作原理

与传统的三相电压型桥式逆变器有 8 个开关状态不同，Z 源逆变器有 9 种矢量状态：当输出端接负载时，有 6 种非零状态；当上桥臂或下桥臂开关导通时，有 2 个零电压矢量；当同一桥臂上、下开关管导通时，Z 源逆变器进入直通零矢量状态。

图 3-80a 为逆变器工作在直通状态时的等效电路图，此时逆变器可以等效为短路状态。图 3-80b 为逆变桥非直通状态时的等效电路图，此时 Z 源网络输出的电路可等效为一个电流源。

由于 $L_1 = L_2$，$C_1 = C_2$，Z 源阻抗网络为对称网络，按照对称性原则可得

$$\begin{cases} U_{L1} = U_{L2} = U_L \\ U_{C1} = U_{C2} = U_C \end{cases} \tag{3-96}$$

设直流电源电压为 E_S，Z 源逆变器的一个开关周期为 T，逆变桥工作于直通状态的时间是 T_0，工作于非直通状态的时间为 T_1，则 $T = T_0 + T_1$，直通时间占空比为 $D = T_0/T$。

在直通状态时间 T_0 期间，由图 3-80a 可得

$$\begin{cases} U_L = U_C \\ U_S = U_L + U_C = 2U_C \\ U_i = 0 \end{cases} \tag{3-97}$$

在非直通状态时间 T_1 期间，由图 3-80b 可得

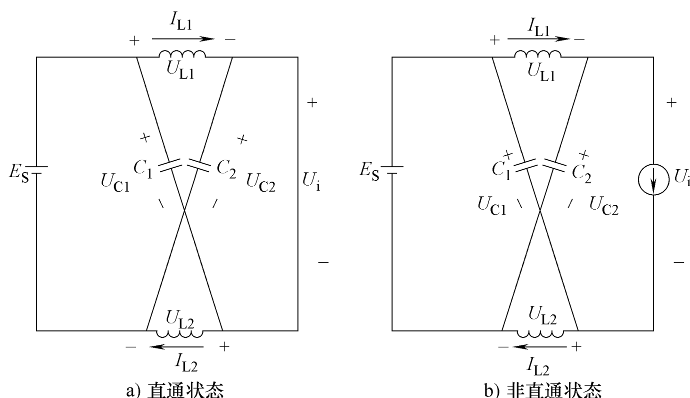


图3-80　逆变器工作状态等效电路图

$$\begin{cases} U_L = E_S - U_C \\ U_S = E_S \\ U_i = 2U_C - E_S \end{cases} \tag{3-98}$$

在一个开关周期中，电感两端的平均电压在稳态下必然为0，则有

$$\int_0^{T_0} U_C \mathrm{d}t + \int_{T_0}^{T} (E_S - U_C)\ \mathrm{d}t = 0 \tag{3-99}$$

解得

$$U_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} E_S \tag{3-100}$$

所以可得逆变桥直流链峰值电压 $\hat{U}_i$ 和输出电压峰值 $\hat{U}_x$ 为

$$\hat{U}_i = 2U_C - E_S = \frac{1}{1-2D} E_S = BE_S \tag{3-101}$$

$$\hat{U}_x = m\frac{\hat{U}_i}{2} = mB\frac{E_S}{2} \tag{3-102}$$

式中，m 为调制因子；B 为升压因子。当 $B>1$ 时，实现升压功能；当 $B=1$ 时，输出电压状态与传统逆变器相同。

由于 Z 源网络的引入，逆变器桥臂既能直通也能开路，因此 Z 源逆变器具有传统电压型逆变器所不具备的优点：①能够实现升降压变换的功能，不需要增加 DC-DC 升压电路，即可实现单级升降压变换，通过导入直通量，输出电压高于输入直流电压；②逆变器桥臂可以开路，因此无论是人为原因，还是由电磁干扰引起的误触发都不会破坏逆变器的正常工作；③逆变器不需要加入死区时间，因此可以避免由加入死区时间引起的波形畸变。

3.4.2.2 Z 源逆变器的调制策略

Z 源逆变器开关状态相比于传统电压型逆变器，多了一种直通零矢量状态，该状态桥臂直通，这却是传统逆变器所不允许的。直通零矢量是在传统零矢量中导入直通状态形成的，但和传统零矢量状态一样，对输出波形的效果是相同的。

对传统电压型逆变器的调制方法进行适当改造，就可以得到 Z 源逆变器的调制方法。具体可分为：简单升压 SPWM 控制方法，最大增益 SPWM 控制方法和三相 SVPWM 控制方法等。本书只对前两种进行简单介绍。

1. 简单升压 SPWM 控制方法

对负载来说，阻抗网络型逆变器工作在直通零矢量状态和传统零矢量状态，效果是一样的，因此传统零矢量状态的部分时间可以用直通零矢量状态。传统三相电压型逆变器有6个有效状态和2个零矢量状态，通过对传统 SPWM 调制方法的调整，即可得到简单升压 SPWM 控制方法，如图 3-81 所示。

2. 最大增益 SPWM 控制方法

上一小节提到的调制方法是部分替换传统零矢量状态，不能充分利用零矢量状态，而最大增益 SPWM 控制方法在一个开关周期内，尽可能地用直通零矢量状态替换零矢量状态，提高升压能力，如图 3-82 所示。

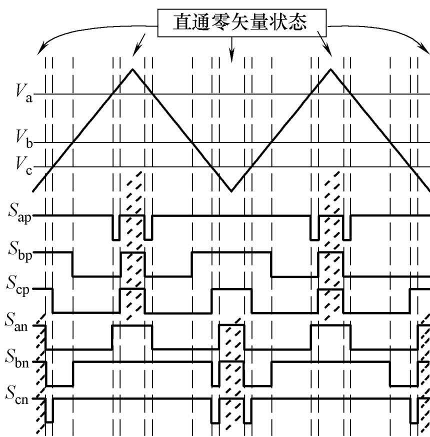


图 3-81 简单升压 SPWM 控制方法

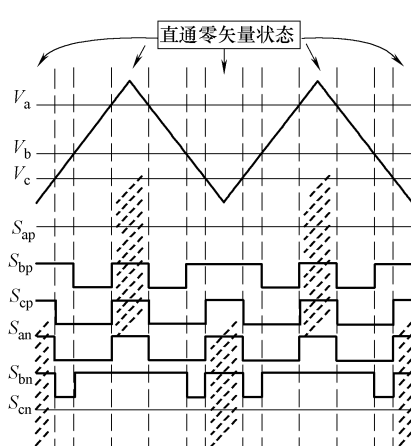


图 3-82 最大增益 SPWM 控制方法

3.4.2.3 无源阻抗型逆变器的新进展

Z 源逆变器从理论上讲是可以无限升压的，然而受实际条件限制，升压能力也是有限的。增强型 Z 源逆变器就是基于此提出来的，它显著增强了升压能力，在同样升压比例下，增强型 Z 源逆变器开关器件所承受的电压应力小于 Z 源逆变器。其拓扑结构如图 3-83 所示。

通过分析计算可求得电容电压 U_C 和直流链峰值电压 U_i 分别为

$$U_C = \frac{2D}{1-2D}E_S \tag{3-103}$$

$$U_i = BE = \frac{1+D}{1-2D}E_S \tag{3-104}$$

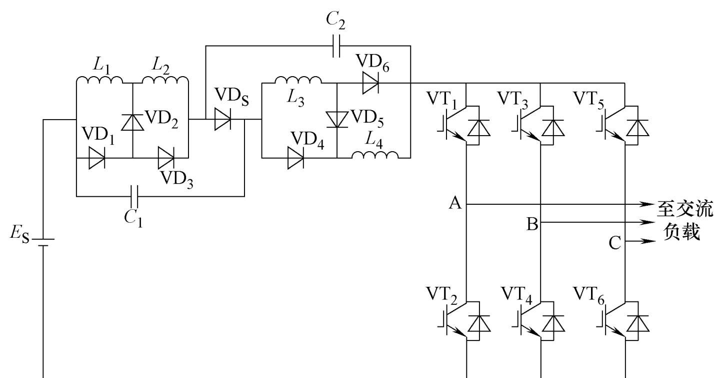


图 3-83　增强型 Z 源逆变器

将式（3-104）与式（3-102）比较，在相同直通占空比条件下，可以看出增强型 Z 源逆变器相比 Z 源逆变器升压能力显著提高。而且通过比较分析可以得出，在相同升压条件下，增强型 Z 源逆变器电容电压应力和开关器件承受的电压应力更小，提高了输出的电能质量。

除了采用增强型 Z 源网络提高升压能力的方案以外，还有将耦合电感引入无源网络的方案，如图 3-84 所示。该类结构在升压能力拓展方面，有新的思路：除了利用传统 Z 源逆变器中的直流零矢量状态实现升压以外，耦合电感的变比作为另一个自由度被引入。也就是说除了传统的直通占空比之外，耦合电感的变比也可以提高逆变器的升压能力。

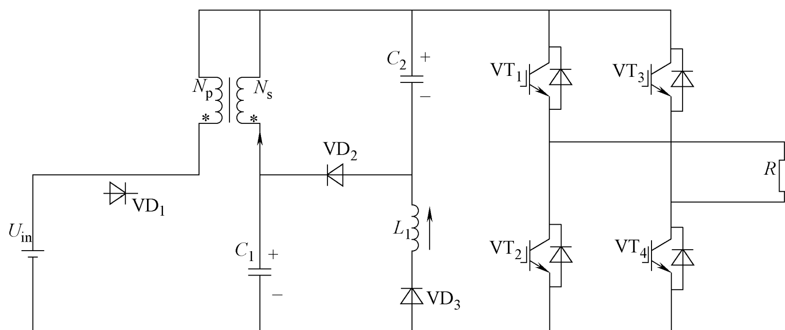


图 3-84　引入耦合电感的无源网络阻抗型逆变器

3.4.3 组合型逆变器

所谓组合型逆变器，就是将基本非隔离 DC-DC 斩波器通过串、并联组合方式构成的非隔离单级逆变器结构。由于 Buck 变换器只能降压，Boost 变换器只能升压，均不适用于宽输入范围的应用场合，因而在以下内容中不再讨论。本书所关注的是其他四种具有升降压能力的基本斩波器结构。

3.4.3.1 组合型逆变器的基本构造原理

就组合形式而言，组合型逆变器可分为输出串联型和输出并联型两种。

输出串联四象限变换器是采用两个双向 DC-DC 变换器，按照输入并联、输出串联的方式构建，如图 3-85 所示。双向 DC-DC 变换器可流过双向电流，实现能量双向流动；通过输出串联来实现双极性的电压输出。输出串联单级逆变器工作于电压互补导通模式（asymmetrical operation）：两个双向 DC-DC 变换器的输出电压均为带直流偏置的正弦波或正弦半波，且相位相反，其合成即为纯正的正弦波形，如图 3-86 所示。



图 3-85 输出串联型逆变器的构造方式

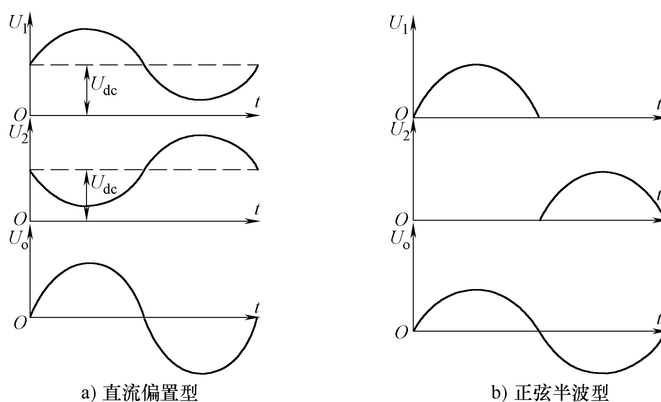


图 3-86 输出串联型逆变器的波形合成方式

利用对偶原理，根据输出串联型逆变器的构造思想，可以得到输出并联型逆变器的构造。采用两个单向 DC-DC 变换器作为电路组成单元；先通过输入串联、半桥输入的方式，使得单向 DC-DC 变换器本身就能提供双极性的输出电压；再将两个单向 DC-DC 变换器在输出侧并联，分别提供正负半周的输出电流，如图 3-87 所示。输出并联型单级逆变器可工作于电流全周导通模式或电流半周导通

模式：电流全周导通模式下，两个单向 DC-DC 变换器同时工作，负载电流（包含输出滤波电容电流）为它们的输出电流之差，这种方式也可称为有环流运行模式，如图 3-88a 所示；电流半周导通模式下，两个单向 DC-DC 变换器各工作半个工频周期，分别提供正、负半个周期的输出电流，这种方式也可称为无环流运行模式，如图 3-88b 所示。显然，无环流运行模式具有更高的变换效率，是输出并联型逆变器首选的工作模式。



图 3-87 输出串联型逆变器的构造方式

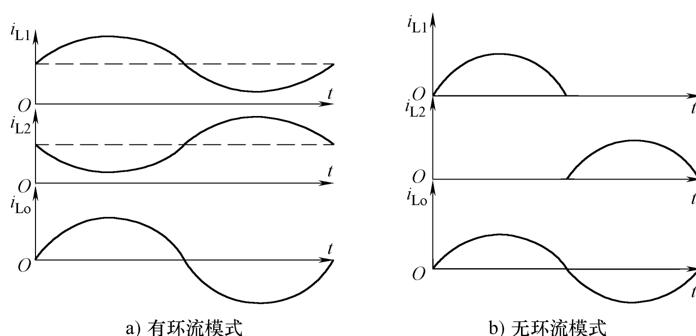


图 3-88 输出并联型逆变器的波形合成方式

输出串联的结构，负载电流必然流经两个电路构成单元，这两个单元均会产生导通损耗；两个单元均需工作，以对各自的输出电压进行控制，这必然产生功率器件的开关损耗。而工作于无环流方式的输出并联结构，电流只流经一个电路构成单元，在半个工频周期内，仅有一个电路构成单元需要工作，因此开关损耗小。

此外，输出串联型逆变器的输入、输出不共地，不能使用三个输出串联型逆变器直接构建三相系统。而将三个输出并联型逆变器直接共地，可以方便地构建三相逆变系统。另外，由于采用并联形式输出，输出并联型逆变器易于并联运行。

3.4.3.2 组合型逆变器举例——并联双 Cuk 逆变器

基于组合型逆变器的构造原理，可以直接构造具有升降压能力的新型单级逆变器。下面以输出并联双 Cuk 逆变器为例，进行详细分析。

1. 并联双 Cuk 逆变器的电路结构与基本工作原理

并联双 Cuk 逆变器的电路拓扑结构如图 3-89a 所示。该双 Cuk 逆变器由两个直流 Cuk 变换器通过输入串联、输出并联的方式构成；在将输出侧两个电感合

并为一个电感（即 L_3）的基础上，增加了两个半周期工作的开关管（VT_3 和 VT_4），用于选择由哪一个 Cuk 电路为负载供电。电路中负载由电阻 R 和滤波电容 C_o 并联构成，这是无源逆变时的情况，如果需要并网运行，将负载换成交流电源即可。并联双 Cuk 逆变器采用单极性调制方式，调制方法如图 3-89b 所示，VT_1 和 VT_2 做高频调制工作，VT_3 和 VT_4 只工作在工频周期。由于 VT_1 和 VT_2 不会同时工作，且在任意时刻均有电感与其串联工作，因而 VT_1 和 VT_2 短路故障状态，因而也无须设置死区时间。

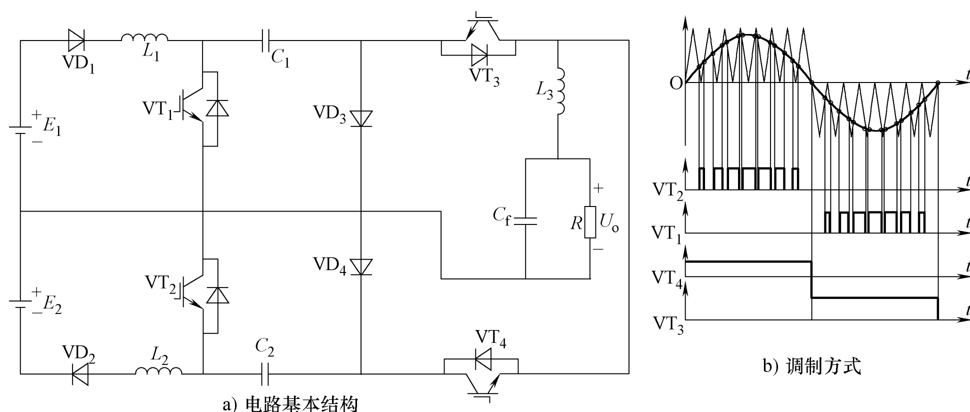


图 3-89 并联双 Cuk 逆变器及其调制方式

（1）工作模式分析

电路工作按输出电流方向，分为四种工作模式，如图 3-90 所示。

1）输出电流大于零。当输出电流大于零时，由 E_2，VT_2，L_2，VD_2，C_2，VD_4，VT_4，L_3 和负载组成的 Cuk 电路工作，此时电路分为两个工作模式：工作模式Ⅰ和工作模式Ⅱ。

工作模式Ⅰ：VT_2，VT_4 保持导通，VT_1 和 VT_3 关断，如图 3-90a 所示。电源 E_2，VT_2，L_2，VD_2 组成闭合回路，流经电感 L_2 的电流线性上升；C_2，VT_4，L_3，VT_2 和负载组成闭合回路，流经电感 L_3 的电流正向线性上升，VD_4 保持截止状态。

工作模式Ⅱ：VT_1，VT_2，VT_3 关断，VD_4 续流导通，VT_4 保持开通，如图 3-90b 所示。E_2，VD_4，C_2，L_2，VD_2 组成闭合回路，流经 L_2 的电流线性减小；L_3，VD_4，VT_4 和负载组成闭合回路，流经 L_3 的电流也正向线性减小。

2）输出电流小于零。在输出电流小与零时，由 E_1，VT_1，L_1，VD_1，C_1，VD_3，VT_3，L_3 和负载组成的 Cuk 变换器工作，此时电路也可分为两个工作模式：工作模式Ⅲ和工作模式Ⅳ。

工作模式Ⅲ：VT_1 和 VT_3 导通，VT_2 和 VT_4 关断，如图 3-90c 所示，E_1，

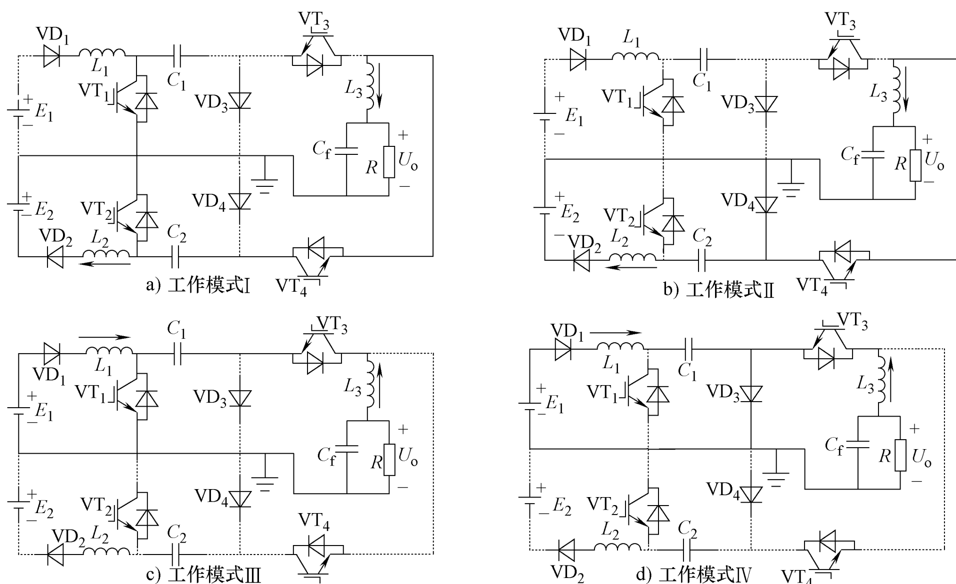


图 3-90　电路的四种工作模式

VD_1，L_1，VT_1 组成闭合回路，流经电感 L_1 的电流线性上升；C_1，VT_1，VT_3，L_3 和负载组成闭合回路，流经电感 L_3 的电流反向线性上升。

工作模式Ⅳ：VT_3 导通，VT_1，VT_2，VT_4 关断，见图 3-90d 所示，E_1，VD_1，L_1，C_1，VD_3 组成闭合回路，流经电感 L_1 的电流线性下降；VD_3，VT_3，L_3 和负载组成闭合回路，流经电感 L_3 的电流反向线性下降。

（2）中间电容电压分析

以上对两个 Cuk 变换器交替工作时各自的工作模式进行了分析。实际上两个 Cuk 变换器中某一个工作时，另一个也并未完全停止工作。以输出电流大于零时为例，此时 VT_2，VT_2，VT_2，VD_2，C_2，VD_4，VT_4，L_3 和负载组成的 Cuk 电路工作，VT_2 和 VD_4 交替工作；而另一个 Cuk 电路中的开关 VT_1 和 VT_3 关断。此时，对于中间电容 C_1 来说，实际上有两条充电回路交替对其充电：当 VT_2 导通时，电源 E_1 和 E_2 通过 VD_1，L_1，C_1，VD_3，VT_2，L_2，VD_2 这个回路向 C_1 充电；当 VD_4 导通时，电源 E_1 和 E_2 通过 VD_1，L_1，C_1，VD_3，VD_4，C_2，L_2，VD_2 这个回路向 C_1 充电。因此在这半个周期中，电容 C_1 始终处于充电状态，考虑到输入电感和另一中间电容 C_2 的泵升作用，电容电压值高于两个直流电源电压值之和。另一个中间电容 C_2 的情况也类似。考虑到以上对中间电容充电的时间段内，充电回路中除了有限的器件损耗和线路损耗外，没有增加额外的有功损耗；同时还保证了中间电容维持足够的电压，有利于下半个周期的正常工作。因而上述寄生回路不但无害，而且对整体电路的正常工作具有重要的作用。

（3）二极管 VD_1 和 VD_2 的作用

需要特别指出的是两个二极管 VD_1 和 VD_2 的作用。在常规 Cuk 变换器中，输入电感与输出电感的电流变化是同步的，两者存在耦合关系。这在 DC-DC 变换中起到正面作用，可以利用这种特性进行磁集成设计，实现输入输出电流零纹波。但在 DC-AC 变换中，这种输入输出电感电流的同步变化会起到一定负面作用，即在电流过零点附近会发生电流畸变。这是因为在电流过零点处附近，电路会进入电流断续状态，而两电感电流变化同步，因而会同时进入断续状态。对于这种电流畸变可以从调制、控制策略上加以改进，但效果不明显。为此在输入侧增加两只二极管 VD_1 和 VD_2。这两只二极管起到解耦的作用，解除了输入电感和输出电感的耦合关系。在电流较大（即电流连续）时，该电路与常规 Cuk 电路完全一致。当电流在过零点附近时，通过合适的设计输入电感与输出电感的取值，使输入电感工作在电流断续状态，而输出电感工作在电流连续状态。这样就解决了输出电感电流畸变问题，提高了电路的谐波品质。二极管 VD_1 和 VD_2 除了上述作用外，还可以起到阻止电流倒灌的作用，对于电池类电源，如光伏电池和燃料电池等应用场合非常适合。

2. 电路参数设计

从以上的分析可以看出，输入电感和输出电感的设计关系到该电路的输出特性。此外，还需要对电路中的电容参数进行设计。

（1）电感设计

为简化起见，只对加入二极管的单个改进型 Cuk 电路进行分析，其结构图如图 3-91 所示，两电感电流波形如图 3-92 所示。

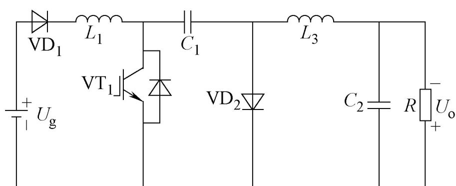


图 3-91 改进型 Cuk 电路

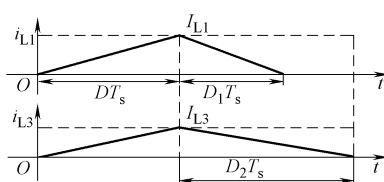


图 3-92 两电感电流波形

图 3-92 所示的电感电流波形为电感 L_1 电流断续，L_3 电流临界连续时的情形。$0\sim DT_s$ 区间，两电感电流线性上升。到 DT_s 时刻两电感电流达到峰值，开始下降。到 $(D+D_1)T_s$ 时刻，电感 L_1 电流下降到非常小，其两端的感生电压不足以维持 VD_1 正偏，VD_1 关断，电感 L_1 电流为 0；电感 L_3 电流继续下降。到 T_s 时刻，电感 L_3 电流下降为 0。可见，由于加入了二极管 VD_1，电感 L_1 和 L_3 不再具有耦合关系。

由伏秒平衡原理，有

$$\frac{U_g}{L_1}DT_s = \frac{U_{c1} - U_g}{L_1}D_1 T_s \tag{3-105}$$

$$\frac{U_{c1} - U_o}{L_3}DT_s = \frac{U_o}{L_3}(1 - D)T_s \tag{3-106}$$

整理，得

$$\frac{U_o}{U_g} = \frac{D(D + D_1)}{D_1} \tag{3-107}$$

从图 3-92 可看出，电感 L_1 电流断续的临界条件为

$$D = 1 - D_1 \tag{3-108}$$

根据能量守恒定律，在临界条件下有

$$U_g\left(\frac{U_g DT_s}{2L_1}\right) = \frac{U_o^2}{R}T_s \tag{3-109}$$

将式（3-107）和式（3-108）代入式（3-109），整理可得 L_1 的临界连续取值公式为

$$L_{1ec} = \frac{(1 - D)^2 RT_s}{2D} \tag{3-110}$$

对于电感 L_3，其临界条件为

$$D_2 = 1 - D \tag{3-111}$$

而 L_3 电流的平均值即为输出电流，在临界条件下有

$$\frac{U_o(1 - D)T_s}{2L_2} = \frac{U_o}{R} \tag{3-112}$$

整理可得 L_3 的临界连续取值公式为

$$L_{3ec} = \frac{(1 - D)}{2}RT_s \tag{3-113}$$

（2）电容设计

Cuk 变换器中，中间电容 C_1 和 C_2 是能量转换的中介。在 DC-DC 变换中，稳态时输入、输出均为恒定直流，因此中间电容的电压的平均值也为恒定值即输入电压与输出电压之和。为保证系统的稳定性和可靠性，通常中间电容电压的取值比较大，使其尽量平稳；其计算公式与输入输出电感值密切相关。而在逆变电路中，即使稳态工作输出电压也是交流的，因此中间电容电压不可能是平稳的。当然电容值取得越大，其支撑能力越强，输出波形的品质越高。但电容值过大时，需选用电解电容；这样一来限制了电路的通流能力，二来也影响电路的使用寿命。为此，在选取中间电容时，应在留有充分裕量以满足输出波形品质需要的条件下，尽量降低取值。

至于输出电容 C_f，考虑到输出为交流，可将 L_3 和 C_f 按交流低通滤波器设

计。由于 L_3 已经确定，C_f 只要满足相关的带宽需要即可。

3. 并联双 Cuk 逆变器的技术分析

并联双 Cuk 逆变器由两个 Cuk 变换器组合而成，因此继承了 Cuk 变换器可升降压的特点，可以适应于宽范围变化的输入电压。除此之外，并联双 Cuk 逆变器还具有以下特点：

1）由于输入电感 L_1 和 L_2 的存在，该逆变器高频开关 VT_1 和 VT_2 之间无须加入死区时间，因而输出畸变较小。

2）由于该逆变器采用单极性调制方式，任意时刻只有一个开关器件处于高频工作模式，因而开关损耗小。

3）由于该逆变器中两 Cuk 变换器采用半周期互补工作方式，同一时刻只有一个 Cuk 变换器工作，因而两 Cuk 变换器之间没有环流损耗。

4）同样由于该逆变器采用单极性互补工作方式，两 Cuk 变换器之间没有功率流动，在加之 Cuk 变换器本身的升降压能力，因而在一定范围内即使该逆变器的两输入电压不相等也能保持正常工作。

5）该逆变器采用半桥式输入，且输入输出共地，易于扩展为三相电路。

6）该逆变器为并联输出且输出公用电感，可视为电流输出型逆变器，易于并联和并网。

以上分析中双 Cuk 逆变器采用双电源供电，实际上该逆变器也可以采用单电源供电，如图 3-93 所示。其电路的工作原理与双电源供电时基本相同，只是需要增加输入的均压控制。

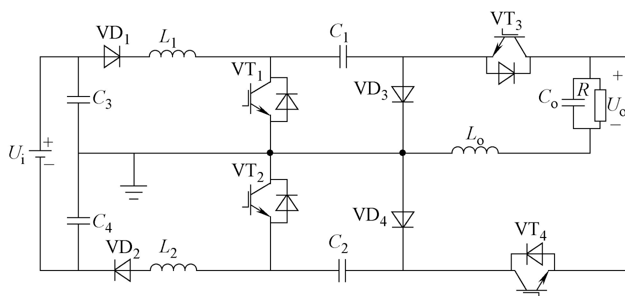


图 3-93　单电源供电的并联双 Cuk 逆变器

第 4 章　直流母线分布式光伏发电技术

太阳能光伏供电系统的基本工作原理就是在太阳光的照射下，将太阳电池组件产生的电能通过控制器的控制，给蓄电池充电或者在满足负载需求的情况下直接给负载供电。如果光照不足或者在夜间则由蓄电池在控制器的控制下给直流负载供电。对于含有交流负载的光伏系统而言，还需要增加逆变器将直流电转换成交流电，因此光伏系统的应用具有多种形式。一般将光伏系统分为独立系统、并网系统和混合系统。如果根据光伏系统的应用形式、应用规模和负载的类型，也可将光伏系统分为如下类型：简单直流系统，独立直流母线太阳能供电系统，交流、直流供电系统，并网系统，混合供电系统和并网混合系统，显然这几种分类不是完全不排他的。

光伏等分布式电源不能直接输出电力系统所严格要求的交流电能，因此需采用直流母线连接这些电源构成直流分布式发电系统。直流分布式发电系统是目前被研究最多的一种分布式系统，因为它相对于交流系统具有直流传输效率较高；变换器所用磁性材料少；与非同步电源的连接比较容易；系统中 DG 的控制只取决于直流电，DG 较易协同运行；直流系统发电电能和负载的改变可以作为一个整体进行补偿等优点。而且直流分布式系统具有独立的直流输电线路，相对于传统交流系统不会产生大量故障。

本章重点介绍直流母线分布式光伏发电系统的网络结构、控制方法及其与交流电网的接口。

4.1　直流母线分布式光伏发电系统的网络结构

从系统的容量和结构上分，直流母线分布式光伏发电系统可分为以下三种：微型直流光伏系统、独立直流母线光伏供电系统和并网混合系统。

4.1.1　微型直流光伏系统

微型直流光伏系统的特点是系统中只有直流负载而且负载功率比较小，整个系统结构简单，操作简便。其主要用于一般的负载为各种民用的需直流供电产品以及相关的娱乐设备（如直流节能灯、收录机和电视机等）的系统，也可以用来解决无电地区家庭的基本照明问题。此外，对于那些系统负载为直流负载而且对负载的使用时间没有特别要求的也非常适用。因为这些负载主要是在白天使

用，所以系统中没有使用蓄电池，也不需要使用控制器。系统结构简单，直接使用光伏电池组件给负载供电，减少了能量在蓄电池中的储存和释放过程所造成的损失，以及控制器中的能量损失，提高了太阳能的利用效率。

4.1.2 独立直流光伏母线供电系统

独立直流母线太阳能供电系统拥有独立的直流母线，负载功率较大，为了保证可靠地给负载提供稳定的电力供应，需要配备蓄电池组等储能设备，常应用于通信、遥测、监测设备电源，农村的集中供电站，航标灯塔、路灯等领域。如图4-1所示为一种典型的含光伏的独立直流分布式发电系统。图中电力电子变换器将负载与电源连成一个电力电子网络，其中连接电源和母线的接口变换器可使低电压电源对该网络放电，连接负载和母线的接口变换器可保证负载得到合适的电压，双向变换器保证了蓄电池既可以储存能量也可以释放能量。系统中负载由可再生电源提供主要能量，蓄电池用于吸收可再生电源发出的多余能量，并在负载功率过大时放电，不可再生电源如燃油发电机等用于进一步保证负载稳定的工作。由于风能等其他形式能源的存在，该分布式发电系统也属于混合发电系统。使用混合供电系统的目的就是为了综合利用各种发电技术的优点，避免各自的缺点。使用混合供电系统可以达到可再生能源的更好利用。因为可再生能源是变化的、不稳定的，所以系统必须按照能量产生最少的时期进行设计。由于系统是按照最差的情况进行设计，所以在其他的时间，系统的容量过大。在太阳辐照最高峰时期产生的多余能量没法使用而白白浪费了。整个独立系统的性能就因此而降低。如果最差月份的情况和其他月份差别很大，有可能导致浪费的能量等于甚至超过设计负载的需求，从而降低系统的实用性。在独立系统中因为可再生能源的变化和不稳定会导致系统出现供电不能满足负载需求的情况，也就是存在负载缺电情况，使用混合系统则会大大地降低负载缺电率。也就是说混合发电系统负载匹配更好。对于光伏、柴油发电机混合发电系统，因为柴油发电机可以即时提供较大的功率，所以混合系统可以适用于范围更加广泛的负载系统，例如可以使用

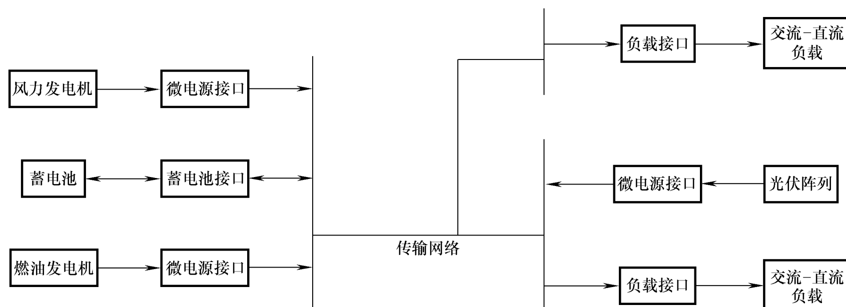


图4-1 典型的分布式发电系统结构图

较大的交流负载，冲击载荷等。有时候，负载的大小决定是否需要使用混合系统。大的负载需要很大的电流和很高的电压，如果只是使用太阳能成本就会很高。但混合发电系统控制比较复杂，因为其使用了多种能源，所以系统需要监控每种能源的工作情况，处理各个子能源系统之间的相互影响、协调整个系统的运作。此外，混合发电系统初期工程较大，而且比独立系统需要更多的维护。所以混合系统的应用也受到了一定的限制。

4.1.3　并网混合系统

并网混合系统可以为本地负载提供合格的电源，并可以作为一个在线 UPS（不间断电源）工作。它可向电网供电，也可从电网获得电能，是个双向逆变控制器。系统工作方式是将交流电网和光伏电源并行工作。对于本地负载而言，如果太阳电池组件产生的电能足够负载使用，它将直接使用太阳电池组件产生的电能供给负载的需求。如果太阳能电池组件产生的电能超过即时负载的需求，它还能将多余的电能返还给电网。如果太阳能电池组件产生的电能不够用，则将自动启用交流电网，使用交流电网供给本地负载的需求。而且，当本地负载功耗小于逆变器额定交流电网量的60%时，交流电网就会自动给蓄电池充电，保证蓄电池长期处于浮充状态。如果交流电网产生故障，即交流电网停电或者交流电网的供电品质不合格，系统就会自动断开交流电网，转成独立工作模式，由蓄电池和逆变器提供负载所需的交流电能。一旦交流电网恢复正常，即电压和频率都恢复到正常状态以内，系统就会断开蓄电池，改为并网模式工作，由交流电网供电。图4-2所示环形直流分布式混合并网系统网络结构为环形，三个电力电子变换器接供电电源，两个变换器接负载，一个输出交流，一个输出直流。

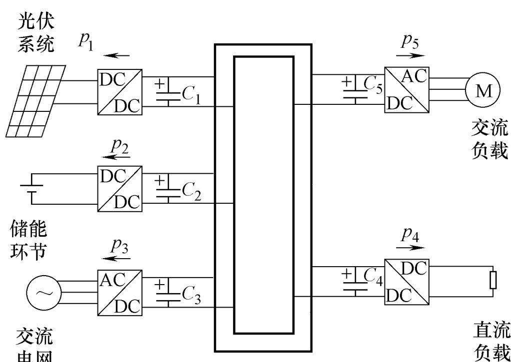


图4-2　环形直流分布式混合并网系统

4.2　直流母线分布式光伏发电系统与交流电网的接口

要将分布式发电系统与现有的交流电网并列运行时，只需在某些点将直流分布式发电系统通过电力电子设备与交流电网连接。其具体运行方式是：当分布式发电系统容量不足时，交流电网并入系统且正常运行，两者共同向负载供电，但

尽可能地利用分布式发电系统；当发电量超过负载所需能量时，交流电网也并入系统，分布式发电系统将多余的电能送向交流电网。如图4-3所示为并网变流器的原理图。直流母线侧的电容可部分地将交流和直流系统解耦，即变流器一侧的扰动不会影响到另一侧。变流器的始端通过一个电感与交流电源连接，末端通过一个电容与直流母线连接，因此变流器的始端为电流控制，而末端为电压控制。

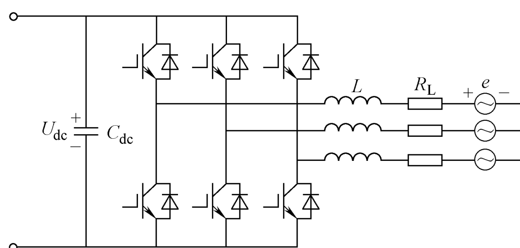


图4-3 直流分布式系统与交流电网的连接

4.3 直流母线分布式光伏发电系统的控制方法

传统直流母线分布式光伏发电系统的控制方法是集中控制法，通过通信信号检测系统各个部分的工作状态，再由中央控制器控制系统各个模块工作。这种控制方法能够实现系统的最优控制，但是在实际应用中，如果系统依靠中央控制器和通信信号进行控制，不仅增加了成本，而且降低了可靠性。目前，关于直流母线分布式光伏发电系统的控制方法，研究较多的有以下几种。

4.3.1 下垂特性控制

下垂特性控制是对系统中每个供电电源都进行下垂特性控制，可以在电源电压最小限度偏离参考电压的情况下实现电源按额定功率比例分配给负载。但实际的直流分布式发电系统应用中不能实现电源的这种调度，要优先消耗可再生能源。

如图4-4所示为直流母线模型。直流母线的等效电容分解为两部分，分别等效到模型的始端和末端，其中C_s为等效到始端的线路电容，C_r为变换器电容和等效到末端的线路电容之和。

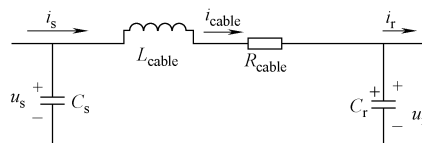


图4-4 直流母线π形等效电路

直流分布式发电系统倾斜控制结构如图4-5所示。基本工作原理是：测得的直流母线电压$U_s(s)$经过低通滤波器，与参考电压$U_{ref}(s)$比较后，将误差送给比例调节器K，产生的信号$I_{s,ref}(s)$与电流前馈环节$P_{ref,ext}(s)/U_s(s)$决定的电流信号$I_{ref,ext}(s)$相加，共同作为电流参考信号，与反馈的电流信号比较送给电流控制器进行电流调节。其中，低通滤波器是为了减小交流侧负序电流和直流

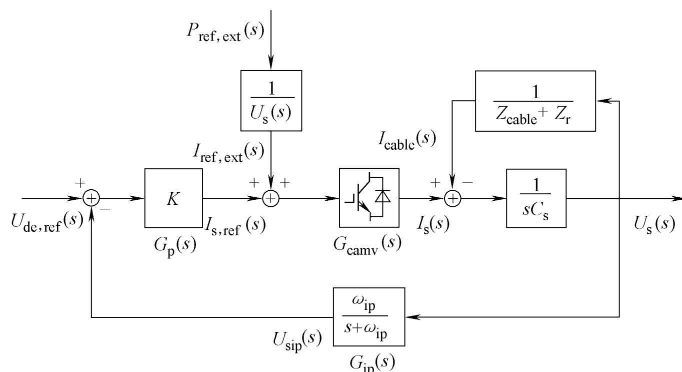


图4-5　直流分布式发电系统倾斜控制结构

侧电压控制之间的相互影响，并有利于控制器的极点配置。

当不考虑线路电感和电阻，并将图4-5中始末端电容合并，可得参考电压和实际电压之间的闭环传递函数为

$$G_{cl}(s)=\frac{(K/C_{dc})(s+\omega_{lp})}{s^2+\omega_{lp}s+\omega_{lp}(K/C_{dc})} \tag{4-1}$$

对于两个变换器组成的系统（一个作为电源，一个作为负载），电源变换器直流侧电压为

$$U_s(s)=\frac{(K/C_{dc})(s+\omega_{lp})}{s^2+\omega_{lp}s+\omega_{lp}(K/C_{dc})}U_{dc,ref}(s)-\frac{(1/C_{dc})(s+\omega_{lp})}{s^2+\omega_{lp}s+\omega_{lp}(K/C_{dc})}I_r(s) \tag{4-2}$$

式中，$I_r(s)$ 为接收端变换器的电流。

因此稳态时的倾斜阻抗为

$$R_{droop}=1/K \tag{4-3}$$

根据式（4-2）和式（4-3）可得电压控制器的静态特性曲线如图4-6所示。

由式（4-1）中的闭环传递函数的特征多项式可得

$$K=\frac{1}{(2\zeta_n)^2}\omega_{lp}C_{dc} \tag{4-4}$$

式中，ζ_n为固有阻尼比。

因此有

$$R_{droop}=\frac{1}{K}=\frac{(2\zeta_n)^2}{\omega_{lp}C_{dc}}=\frac{U_{dc,ref}\delta_n}{I'_n}=\frac{U_{dc,ref}\delta_n}{I_n/(1-\delta_n)}=\frac{U_{dc,ref}^2}{P_n}(1-\delta_n)\delta_n=R_n(1-\delta_n)\delta_n \tag{4-5}$$

由上式可推出每个变换器（电源和负载）的直流总线电容计算公式为

$$C_{dc,converter}=\frac{P_n}{U_{dc,ref}^2}\cdot\frac{2\zeta_n^2}{\omega_{lp}}\cdot\frac{1}{(1-\delta_n)\delta_n} \tag{4-6}$$

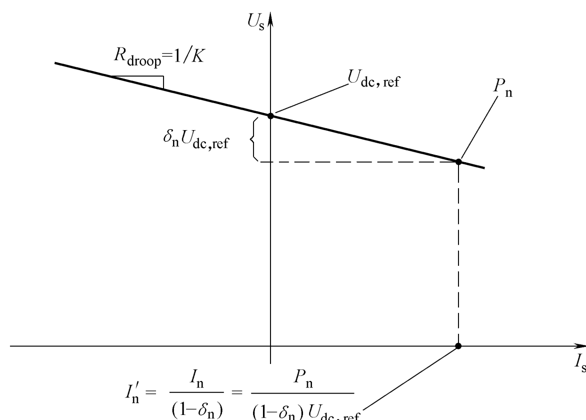


图4-6 电压控制器的静态特性曲线

4.3.2 电压水平信号法

电压水平信号法背离了电压下垂法以最小的电压偏差实现功率分配的根本目标，相反它是通过引入有意义的电压偏差来实现电源按优先顺序被调度。电压水平信号法在一个由四个电源组成的系统中的应用原理图如图4-7所示。系统运行于离散的电压水平状态，每个电源被赋予了一个电压阈值 U_{refi} 代表不同的供电优先等级，这个阈值实质上是指控制电路中的电压参考信号。电压阈值越大，表示电源的优先级越高。在负载较轻时，优先级别最高的电源（称为电源1，其电压阈值为 U_{ref1}）工作，母线电压稳定在 U_{ref1}，系统运行于状态1。当负载增加到超过电源1的最大功率时迫使电源进入恒定功率运行状态，而母线电压随之减小，当减小到第二个电源的电压阈值 U_{ref2} 时，电源2开始工作以提供不足的负载功率，系统进入状态2。系统工作于不同的状态，母线电压将离散地稳定于不同的电压阈值 U_{refi}。因此随着负载的增加，母线电压会离散地减小致使别的附加电源工作以满足负载需求，实现了电源的调度。

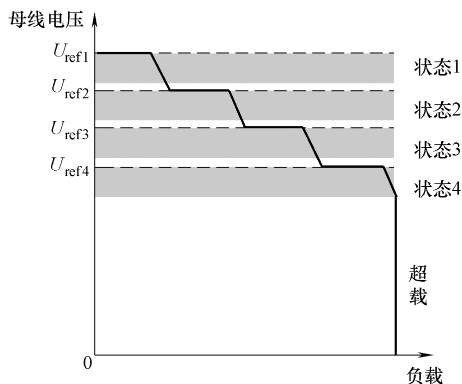


图4-7 电压水平信号法的控制原理图

虽然电压水平信号法能够实现电源的调度，但是这种控制策略具有以下两个缺点：①由于系统运行的电压不能太低和线路阻抗问题，系统中的电源数目会受

到限制；②需要并接高优先级的电源到系统时，必须改变低优先级的所有电源的状态（主要是指电源的电压阈值）。这两个缺点使得电压水平信号法仅适用于小规模的可再生能源系统。

4.3.3　直流母线信号法

直流母线信号法将下垂控制法与电压水平信号法相结合，克服了两者的缺陷。具体做法是：通过电压水平信号法实现了多个状态下电源的调度；结合下垂控制法设置性质相同的电源具有相同的电压阈值，实现系统每进入一个状态可以引入多个电源上线工作，引入的多个电源平均分配能量以提供不足的负载功率。直流母线信号法的控制原理如图4-8所示。这种控制方法与电压水平信号法类似，不同的是电源是以组的形式而非单个的形式被调度。相对于电压水平信号法，它具有以下优点：①构成系统的电源数目可以进一步增加；②通过指定新的电源运行于已有的电压阈值，可以很容易地加入新的电源。这种控制方法适用于大规模的可再生能源系统。

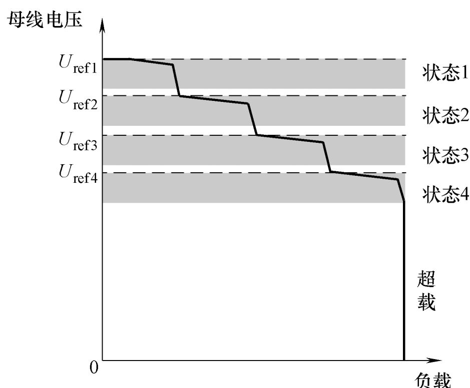


图4-8　直流母线信号法的控制原理图

下面以图4-9所示系统为例说明直流母线信号法工作原理。S1为光伏电池，S2为蓄电池，S3为燃料电池。为了充分利用能源，节约成本，光伏电池最优先使用，其次为蓄电池，最后使用燃料电池，这是电源使用的优先级。负载端三个不同的负载随机启动。

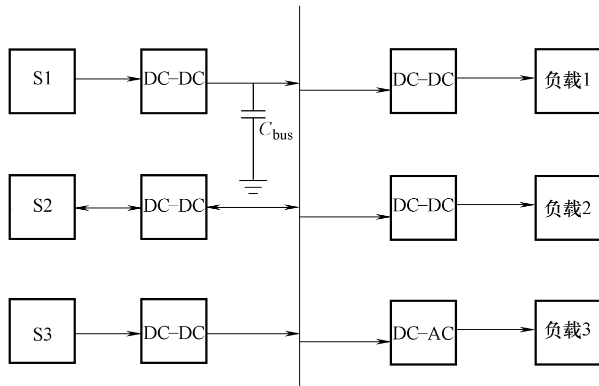


图4-9　DBS系统结构

现设定 S1 的工作电压阈值为 U_{1ref}，最大能提供的功率为 P_{S1}；S2 的充电电压阈值为 U_{2ref}，放电电压阈值为 U_{3ref}，最大放电功率为 P_{S2}；S3 的工作电压为 U_{4ref}，最大提供功率为 P_{S3}。根据优先级不同，有 $U_{1ref} > U_{2ref} > U_{3ref} > U_{4ref}$。在母线电压高于它们的阈值之前，电源变换器保持关断（不包括蓄电池充电情况），一旦低于阈值，变换器开始工作。负载 1 吸收的功率为 P_{L1}，负载 2 吸收的功率为 P_{L2}，负载 3 吸收功率为 P_{L3}。

当只有负载 1 启动的情况下，假定 $P_{L1} < P_{S1}$，则 S1 工作，一方面 S1 稳定电压给负载供能，母线电压被稳定在 U_{1ref}。另一方面，如果蓄电池没有充满电，则 S1 以最大功率输出，多余的能量给蓄电池充电，此时母线电压稳定在 U_{2ref}；如果蓄电池已经充满电，则 S1 只恒压供电，母线电压稳定在 U_{1ref}。

当负载 2 也启动时，假定 $P_{L2} + P_{L1} > P_{S1}$，由于 S1 功率不够，它以最大功率 P_{S1}输出能量。母线电压会下降，当下降到 U_{3ref}时，蓄电池开始放电，如果$P_{S1} + P_{S2} \geqslant P_{L1} + P_{L2}$，则电压稳定在 U_{3ref}，蓄电池工作在放电模式。如果这种工作模式持续时间过长蓄电池电量不足，为保护蓄电池寿命，会关闭蓄电池。

当负载 3 也启动，假定 $P_{L1} + P_{L2} + P_{L3} > P_{S1} + P_{S2}$，则 S1 和 S2 都以最大功率放电，母线电压下降到 U_{4ref}，燃料电池 S3 启动为系统供电，母线电压最终稳定在 U_{4ref}。如果燃料电池以最大功率输出时，仍不能满足负载功率，就认为是过载，需要卸掉某些负载。

当某时刻关闭一个负载时，母线电压会上升，超过 U_{4ref}后，关闭 S3。如果负载继续减轻，关闭蓄电池放电模式。如此系统循环工作。

系统从一种状态转到另一种状态时，也就是当负载加重，母线电压下降为

$$U_{bus}(t) = \sqrt{\frac{2}{C_{bus}}\int_0^t [P_{L2}(t) + P_{L1}(t) - P_{S2}(t)]dt} \tag{4-7}$$

U_{1ref}一般设为系统工作的上限额定电压，U_{nref}的设定应满足

$$U_{nref} \leqslant U_{(n-1)ref} - U_{dn} - U_e \tag{4-8}$$

式中，$U_{(n-1)ref}$为上一个变换器工作阈值；U_{dn}为 Sn 供电时母线电压下垂的最大值；U_e 为电压检测误差和母线电压的波动。

第 5 章　交流母线分布式光伏发电技术

交流母线分布式光伏发电系统是在目前配电网结构基础上最为理想的并网光伏发电系统。交流母线分布式光伏发电系统需要解决的问题有很多，主要集中在以下几个方面：交流母线分布式光伏发电系统的网络结构、逆变器并网运行的控制、逆变器并联运行的控制和并网逆变器输出的电能质量问题等。

5.1　交流母线分布式光伏发电系统的网络结构

交流母线分布式光伏发电系统的网络结构有两种解决方案：一种是无直流母线的单纯交流母线方案；一种是交直流混合母线方案。除了基本结构以外，并网逆变器与交流母线的连接方式也是网络结构中需要重点关注的问题。

1. 单纯交流母线方案

所谓单纯交流母线方案指的是网络结构中只有公共的交流母线，没有公共的直流母线，其基本结构如图 5-1 所示。

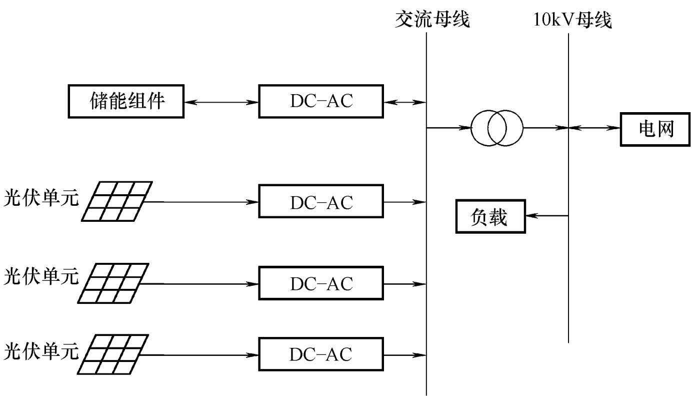


图 5-1　单纯交流母线方案

单纯交流母线方案的优势在于并网单元分布于各种发电和储能单元中，容量相对较小，可靠性高；其缺点是各并网单元变流器结构以及各单元间的协调控制较为复杂。

2. 交直流混合母线方案

交直流混合母线方案指的是网络结构中既有公共的交流母线，也有公共的直

流母线。具体而言，又可以分为两种网络结构。

第一种结构如图5-2所示。在这种结构中，所有光伏单元的输出都经DC-DC变换，并联在公共直流母线上，再通过集中的逆变方式并入交流电网。这种方式要求各个光伏单元和储能单元具有相同的功率和电压等级。

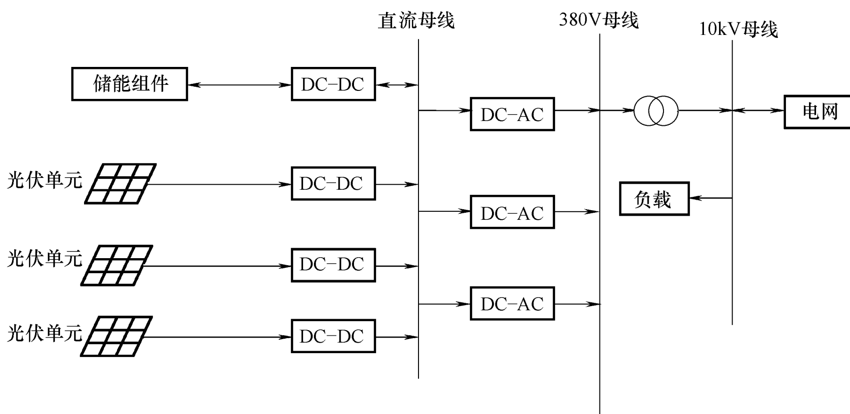


图5-2 交直流混合母线方案的第一种结构

第二种结构如图5-3所示。在这种结构中，功率和电压等级相同的各个光伏单元和储能单元通过公共的直流母线和集中的逆变器与交流电网相连，功率等级较高的光伏单元和储能单元直接并入交流电网。这种方式适用于大型光伏电站与常规光伏单元并存的应用场合。这种结构也适用于多能源种类的分布式发电系统，比如风力和光伏混合发电系统，如图5-4所示。因为风电系统的功率一般远大于光伏系统，因此采用这种结构更为合适。

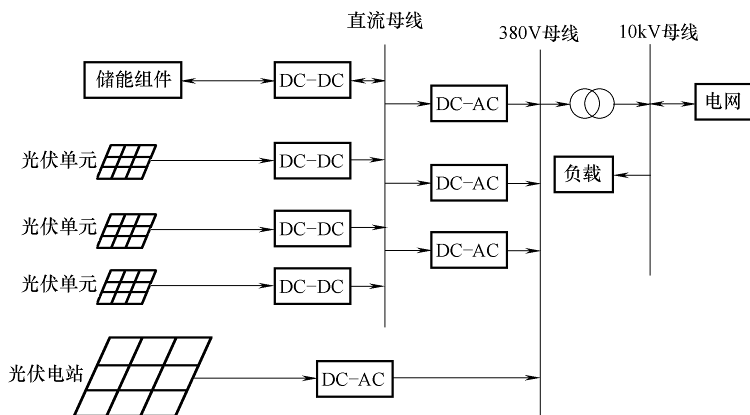


图5-3 交直流混合母线方案的第二种结构

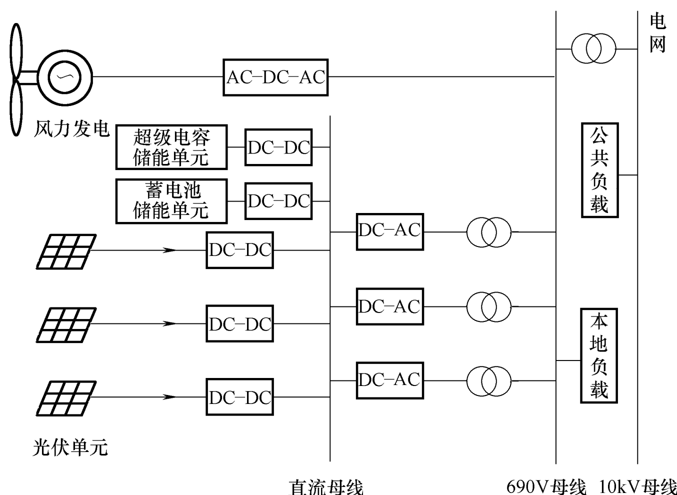


图 5-4　风光混合的交直流混合发电母线方案

采用交直流混合母线方式，可以实现发电系统的能量优化控制和并网控制的解耦。能量优化控制部分的 DC-DC 变换器和并网部分的逆变器均可以采用常规的拓扑结构，设计和实现都比较容易。另外，直流母线到交流母线间的逆变器除了采用图 5-2 ~ 图 5-4 中所示的分布式逆变器结构外，还可以使用集中控制的大型逆变器，这种方案适用于发电单元比较集中、容量大的光伏电站。

5.2　逆变器并网技术

并网技术是光伏发电系统的核心技术，减小并网电流谐波、改善发电质量，对光伏发电系统的整体性能及可靠运行起着至关重要的作用。与逆变器并网控制相关的主要内容包括逆变器的滤波器结构、控制方式以及最佳并网时机等。在介绍这些内容之前，首先介绍一下关于光伏逆变器和分布式发电系统并网运行方面的国际标准。

5.2.1　光伏逆变器并网相关的国际标准

分布式发电系统是一种新型的发电系统，其与常规电网的连接必然存在新的问题，如果处理不好可能会产生严重的后果。为了预防这些不良后果的出现，各国际学术机构制定了多项分布式发电系统并网的专业标准。这些标准是在研究和设计逆变器并网方面重要的技术依据。

IEEE（美国电气和电子工程师学会）在 2000 年颁布了光伏系统并网的专业标准 IEEE Std 929-2000。在 2003 年，IEEE 又颁布了分布式发电系统的专业标准

IEEE Std 1547-2003。从上述两个标准的内容上看，IEEE Std 929-2000 从属于 IEEE Std 1547-2003，IEEE Std 1547-2003 也是目前最常用的分布式发电系统的并网规范。

IEEE Std 929-2000 和 IEEE Std 1547-2003 对分布式发电单元并入电网时的接入点电压、频率、电压闪变、谐波和功率因数，在电压、频率发生波动时切出电网的时间以及孤岛保护等均有详细严格的规定。下面就其中几个重要的方面进行简要介绍。

1. 接入点电压

IEEE Std 1547-2003 明确规定，并网发电单元不可以调节公共连接点（Point of Common Coupling，PCC）电压。

光伏并网逆变器或其他分布式发电单元并网时的 PCC 电压范围为电网额定电压的88% ~110%。我国工频低压配电网的单相额定电压为220V，因此光伏逆变器并网的 PCC 电压范围为 193 ~242V。超出这个范围，光伏逆变器必须从电网中切除。对于不同的 PCC 电压范围，具体的切出时间见表 5-1。

表 5-1 电压异常时，光伏逆变器的切出时间限制

电压范围(%额定电压)	切出时间/s	电压范围(%额定电压)	切出时间/s
<50	0.16	110~120	1
50~88	2	>120	0.16

2. 电网频率

光伏逆变器并入时电网频率波动范围为额定频率的 98.8% ~100.8%。我国工频电网的频率为 50Hz，则光伏逆变器并入电网时的频率范围应为 49.4 ~ 50.4Hz。超出这个范围，光伏逆变器必须从电网中切除。对于不同的电网频率，具体的切出时间见表 5-2。

表 5-2 频率异常时，光伏逆变器的切出时间限制

逆变器功率等级	频率范围/Hz	切出时间/s
≤30kW	>50.4	0.16
	<49.4	0.16
>30kW	>50.4	0.16
	<49.8~47.5	0.16~1
	<47.5	0.16

3. 电压闪变

并网逆变器并入电网时造成的 PCC 电压波动不能超过电网电压的 ±5%。

4. 谐波

并网逆变器的并网电流谐波应符合 IEEE Std 519-1992 标准的规定，见表 5-3。

表 5-3　并网逆变器并网电流的谐波限制

谐波次数 h(奇次)	$h<11$	$11<h<17$	$17<h<23$	$23<h<35$	$h>35$	总谐波畸变率（THD）
百分比/(%)	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

5. 功率因数

在输出功率超过 10% 额定功率的情况下，光伏系统的功率因数应高于 85%。

5.2.2　光伏并网逆变器的交流侧滤波器结构

光伏逆变器工作于高频（PWM）模式，高开关频率会产生对电网谐波污染，其输出电流会对电网产生严重的谐波污染。传统的电网侧滤波器为 L 滤波器，如图 5-5 所示，由电感 L 将高频电流谐波限制在一定范围之内，减小对电网的谐波污染。

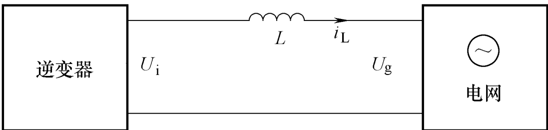


图 5-5　L 滤波器示意图（以单相为例）

但随着功率等级的提高，特别是在中高功率的应用场合，开关频率相对较低，要使电网侧电流满足相应的谐波标准所需的电感值太大。这不仅使电网侧电流变化率下降，系统动态响应性能降低，还会带来体积过大、成本过高等一系列问题。如果采用一般的 LC 滤波器，虽然其结构和参数选取简单，但无法抑制输出电流的高频纹波，容易因电网阻抗的不确定性而影响滤波效果。采用 LCL 的结构比 LC 结构有更好的衰减特性，对高频分量呈高阻态，可以抑制电流谐波，并且同电网串联的电感 L 还可以起到抑制冲击电流的作用。要达到相同的滤波效果，LCL 滤波器的总电感量比 L 和 LC 滤波器小得多，有利于提高电流动态性能，同时还能降低成本，减小装置的体积重量。在中大功率应用场合，LCL 滤波器的优势更为明显。LCL 滤波器的原理图如图 5-6 所示。

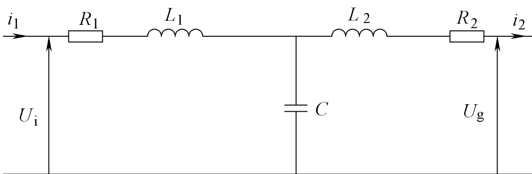


图 5-6　LCL 滤波器原理图

根据图 5-6 可得

$$U_i(t)=R_1 i_1(t)+L_1\frac{di_1(t)}{dt}+u_c(t) \tag{5-1}$$

$$i_1(t)=i_2(t)+i_c(t) \tag{5-2}$$

$$u_c(t)=R_2 i_2(t)+L_2\frac{di_2(t)}{dt}+U_g(t) \tag{5-3}$$

式中，U_i 为逆变器输出电压；U_g 为网侧电压；u_c 为电容电压；i_1 为逆变器输出电流；i_2 为网侧电流；i_c 为电容电流。

由于 *LCL* 滤波器在低频时的表现性能和纯电感 L 滤波器相近，其中电感 $L=L_1+L_2$，容易得到网侧电流 I_2 和逆变器输出电压 U_i 之间的传递函数为

$$G(s)=\frac{I_2(s)}{U_i(s)}=\frac{1}{s^3L_1L_2C+s(L_1+L_2)} \tag{5-4}$$

LCL 滤波器参数的设计有很多种方法，不同的选取方法有不同的效果，直到现在这仍是一个重要的研究方向。本书给出一种常见的设计方法。根据电流纹波计算 L_1+L_2，在低频 *LCL* 滤波器可简化成电感值为 $L=L_1+L_2$ 的单电感滤波器，故可以用单电感 L 滤波器结构计算 L_1+L_2 的近似值。单电感 L 滤波器电感选取有三种原则，分别是功率指标、谐波抑制指标以及瞬态跟踪指标，其具体的设计方法可参看相关参考资料，这里不多赘述。在计算出 L 以后，根据 $L=L_1+L_2$ 再确定 L_1 和 L_2。不同的文献对 L_2 值的选择不同，一般取 $L_2=L_1$ 或 $L_2=0.5L_1$。工程上往往利用并网变压器的漏感作为 L_2，而不再单独设置。线路电抗也要折算到 L_2 中。在电容和电感的选择上必须达到一定的平衡。电容越大，则流入电容的无功电流越大，致使电感电流和开关管电流也越大，从而降低效率。电容越小，则电感需要增大，使得电感上的电压降增大。

滤波器的截止频率 f 应满足如下条件：

$$f=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}}\ll f_c \tag{5-5}$$

式中，f_c 为逆变器输出脉冲频率。

5.2.3 光伏并网逆变器的控制模式

逆变器的控制模式有两种：电流型控制和电压型控制。而 IEEE Std 1547-2003 明确规定，逆变器不能对 PCC 电压进行调节，因此直接的电压型控制是不允许的，但间接的电压型控制，即不直接控制 PCC 电压的电压型控制是可行的。

5.2.3.1 电流型控制

对于 *LCL* 滤波的并网逆变器来说，可以有两种电流型控制方案：网侧电感电流控制方案和桥侧电感电流控制方案。

1. 网侧电感电流控制方案

对网侧电感电流进行控制，根据需要给定并网电流的幅值和相位，调节并网功率。其控制系统框图及复频域等效电路如图 5-7 所示。

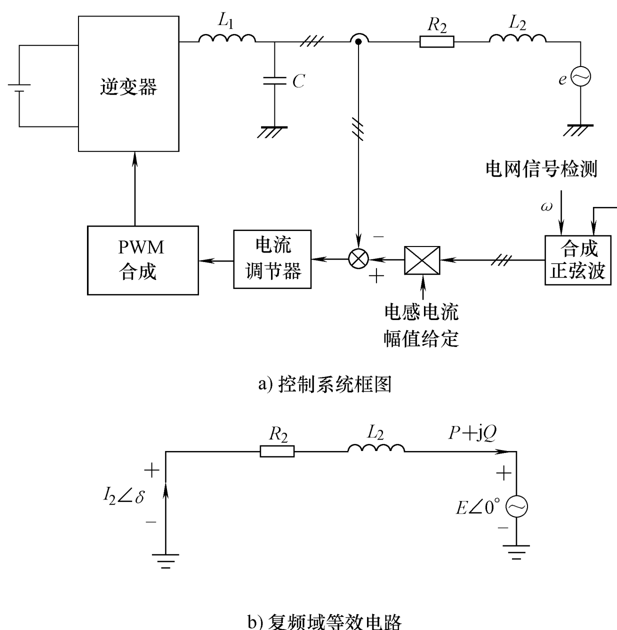


图 5-7　对网侧电感电流进行控制的并网逆变器的控制系统框图和复频域等效电路

由图 5-7b 可知，输送给电网的功率为

$$P = EI_2\cos\delta \tag{5-6}$$

$$Q = EI_2\sin\delta \tag{5-7}$$

式中，P 为有功功率；Q 为无功功率；E 为 PCC 电压有效值；I_2 为网侧电感电流有效值。

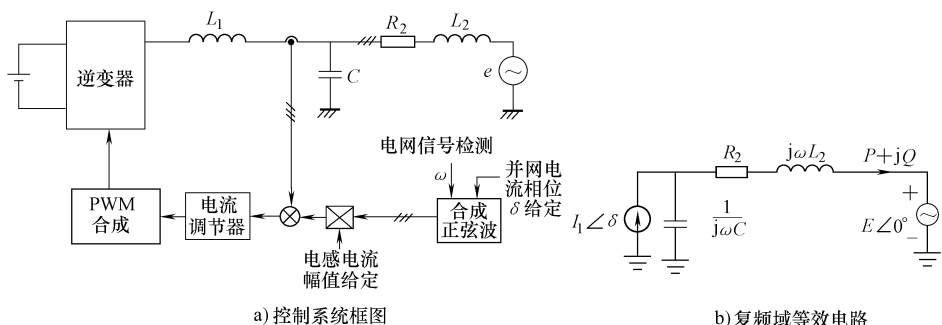
式（5-6）和式（5-7）为单相系统的公式，三相系统的公式加入校正项即可。

2. 桥侧电感电流控制方案

同样的，也可以对桥侧电感电流进行控制，其控制系统框图和复频域等效电路如图 5-8 所示。由图 5-8b，可得到

$$P = \frac{EI_1}{\omega CZ}\cos(\theta + 90° - \delta) - \frac{E^2}{Z}\cos\theta \tag{5-8}$$

$$Q = \frac{EI_1}{\omega CZ}\sin(\theta + 90° - \delta) - \frac{E^2}{Z}\sin\theta \tag{5-9}$$



a) 控制系统框图　　b) 复频域等效电路

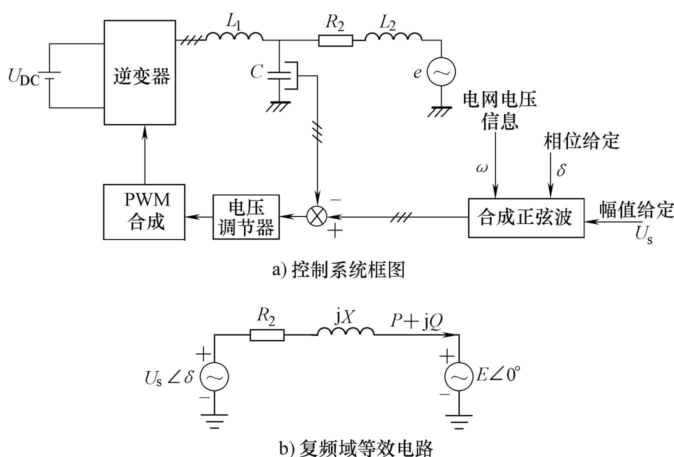
图 5-8　对桥侧电感电流进行控制的并网逆变器的控制系统框图和复频域等效电路

式中，I_1 为桥侧电感电流有效值；Z 为 L_1 之后、电网连接点之前的等效传输阻抗：$Z=\sqrt{R_2^2+\left(\omega L_2-\dfrac{1}{\omega C}\right)^2}$，$\theta=\arctan\dfrac{\omega L_2-\dfrac{1}{\omega C}}{R_2}$。

输送到电网的有功功率和无功功率是由逆变器滤波电感 L_1 电流的幅值与相位决定的，通过控制 L_1 电流的幅值与相位即可控制逆变器输送给电网的有功功率和无功功率。

5.2.3.2　电压型控制

前面提到，并网逆变器不能直接控制 PCC 电压，但不是不能进行电压型控制。以 *LCL* 滤波的并网逆变器来说，就可以控制电容 C 上的电压实现并网逆变器的功率控制。这虽然是电压型控制，但并未对 PCC 电压进行调节，因此不违反并网规范。电压型控制的控制系统框图和复频域等效电路图如图 5-9 所示。



a) 控制系统框图

b) 复频域等效电路

图 5-9　对电容电压进行控制的并网逆变器的控制系统框图和复频域等效电路

由图 5-9b，可以得到输送给电网的有功功率和无功功率为

$$P = \frac{EU_s}{Z_1}\cos(\theta - \delta) - \frac{E^2}{Z_1}\cos\theta \tag{5-10}$$

$$Q = \frac{EU_s}{Z_1}\sin(\theta - \delta) - \frac{E^2}{Z_1}\sin\theta \tag{5-11}$$

式中，U_s 为电容电压有效值；Z_1 为滤波电容 C 之后、电网连接点之前的等效传输阻抗：$Z_1 = \sqrt{R_2^2 + X^2}$，$X = \omega L_2$，$\theta = \arctan\frac{X}{R_2}$。

通过控制电容电压的幅值与相位即可控制逆变器输送给电网的有功功率和无功功率。

5.2.4　分布式光伏并网逆变器的功率调节技术

当分布式发电系统要求并入电网的功率已知时，可以根据电网情况求出其期望电流或期望电压值，从而采用电流型控制并网模式或是电压型控制并网模式控制光伏逆变器，将能量并入电网。电流型控制并网模式对于并网运行的控制简单易行，如果不考虑传输线阻抗的影响，功率分析很简单。但电流型控制并网模式难以为常规本地负载进行独立供电，在公共电网故障状况下，如需为本地负载供电，则需转换至电压型控制并网模式，也就是存在模式切换问题。当采用电压型控制并网模式时，独立运行与并网运行可以工作于相同的控制模式，没有模式切换问题。本书着重介绍电压型并网控制模式，下面介绍其功率调节技术。

下垂控制是分布式并网控制中常用的方法。分布式发电系统中供电单元多，实现有功功率—频率的下垂特性，可以保证有功功率的分配和均衡。下垂特性应由总的功率分配及额定功率的大小而定。无功功率也应有类似的下垂特性，以保证无功功率的分配和均衡。这种下垂特性的实现分别是由频率及电压来控制的。

电压型控制并网模式的复频域等效电路如图 5-10 所示。该图为单相电路，但也适用于三相电路。图中电抗 X 和电阻 R_2 为等效阻抗，包括滤波器电抗、变压器漏阻抗及线路阻抗等。

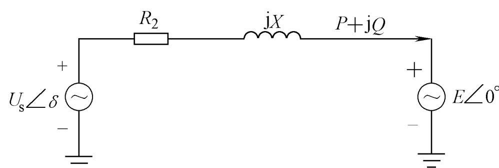


图 5-10　电压型控制并网模式的复频域等效电路

根据图 5-10，功率表达式可以描述为

$$P = \frac{E}{R_2^2 + X^2}[R_2(U_s\cos\delta - E) + XU_s\sin\delta] \tag{5-12}$$

$$Q=\frac{E}{R_2^2+X^2}[X(U_s\cos\delta-E)-R_2U_s\sin\delta] \tag{5-13}$$

由式（5-12）和式（5-13）可解得

$$U_s\sin\delta=\frac{XP-R_2Q}{E} \tag{5-14}$$

$$U_s\cos\delta-E=\frac{R_2P+XQ}{E} \tag{5-15}$$

根据 X 与 R_2 的相对关系，分为以下三种情况讨论。

1. $X>>R_2$

这种情况意味着 R_2 可以忽略。如果功率角 δ 很小，那么 $\sin\delta\approx\delta$，$\cos\delta\approx1$，则式（5-14）和式（5-15）可简化为

$$\delta\approx\frac{XP}{U_sE} \tag{5-16}$$

$$U_s-E\approx\frac{XQ}{E} \tag{5-17}$$

式（5-16）和式（5-17）表明，较小的功率角 δ 主要取决于有功功率 P；电压差 U_s-E 主要取决于无功功率 Q。换一个角度说，可以通过单独调节功率角 δ 调节有功功率 P，通过单独调节电压幅值调节无功功率 Q。而功率角 δ，本身又跟频率 f 有关，为角频率的积分，因此也可以通过调节频率 f 来调节功率角 δ，进而调节有功功率 P。以上叙述中关于调节有功功率 P、无功功率 Q 的论述就是基于经典的频率、电压下垂控制策略。

下面给出经典的下垂控制策略为

$$f-f_0=-k_P(P-P_0) \tag{5-18}$$

$$U_s-U_{s0}=-k_Q(Q-Q_0) \tag{5-19}$$

式中，f_0 和 U_{s0} 分别是额定频率和额定逆变器输出电压（一般为电网电压）；P_0 和 Q_0 分别是额定的有功功率和无功功率。经典的频率和电压下垂控制特性如图 5-11 所示。

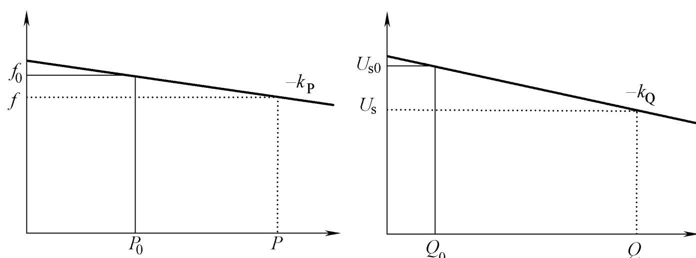


图 5-11 经典的频率和电压下垂控制特性

2. $X \ll R_2$

这种情况意味着 X 可以忽略。如果功率角 δ 很小，同样 $\sin\delta \approx \delta$，$\cos\delta = 1$，则式（5-14）和式（5-15）可简化为

$$\delta \approx -\frac{R_2 Q}{U_s E} \tag{5-20}$$

$$U_s - E \approx \frac{R_2 P}{E} \tag{5-21}$$

式（5-20）和式（5-21）表明，较小的功率角 δ 主要取决于无功功率 Q；电压差 $U_s - E$ 主要取决于有功功率 P。可以通过单独调节功率角 δ 调节无功功率 Q，也即可以通过调节频率 f 调节功率角 δ 进而调节无功功率 Q，通过单独调节电压幅值调节有功功率 P。在这里，经典的下垂控制策略已经不再适用了。

3. X 与 R_2 相接近

这种情况下，两者都不能忽略。这就需要找到在 P、Q、U_s、δ 之间普遍存在的规律。一旦找到这一规律，将使得情况 1 和情况 2 在该规律中成为特例。为实现这一目标，这里引入了一个正交线性旋转变换矩阵 $\boldsymbol{T}$，将有功功率 P 和无功功率 Q 修正为 P'和 Q'，即

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{X}{Z} & -\dfrac{R_2}{Z} \\ \dfrac{R_2}{Z} & \dfrac{X}{Z} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \tag{5-22}$$

式中，$Z = \sqrt{R_2^2 + X^2}$。

将式（5-22）代入式（5-14）和式（5-15）有

$$\sin\delta = \frac{ZP'}{EU_s} \tag{5-23}$$

$$U_s\cos\delta - E = \frac{ZQ'}{E} \tag{5-24}$$

考虑到功率角 δ 很小，$\sin\delta \approx \delta$，$\cos\delta \approx 1$，则式（5-23）和式（5-24）可简化为

$$\delta \approx \frac{ZP'}{U_s E} \tag{5-25}$$

$$U_s - E \approx \frac{ZQ'}{E} \tag{5-26}$$

式（5-25）和式（5-26）表明，功率角 δ 主要取决于 P'；电压差 $U_s - E$ 主要取决于 Q'。可以通过单独调节功率角 δ 调节 P'，通过单独调节电压幅值调节 Q'。而功率角 δ 又是频率 f 的函数，因此也可以通过调节频率 f 来调节功率角 δ，进而调节 P'。

这里仿照经典的频率电压下垂控制策略的表达形式，给出了修正后的下垂控制策略（见图5-12）：

$$f-f_0=-k_P(P'-P'_0)=-k_P\frac{X}{Z}(P-P_0)+k_P\frac{R_2}{Z}(Q-Q_0) \tag{5-27}$$

$$U_s-U_{S0}=-k_Q(Q'-Q'_0)=-k_Q\frac{R_2}{Z}(P-P_0)-k_Q\frac{X}{Z}(Q-Q_0) \tag{5-28}$$

式中，k_P、k_Q 分别指有功、无功下垂特性的斜率。

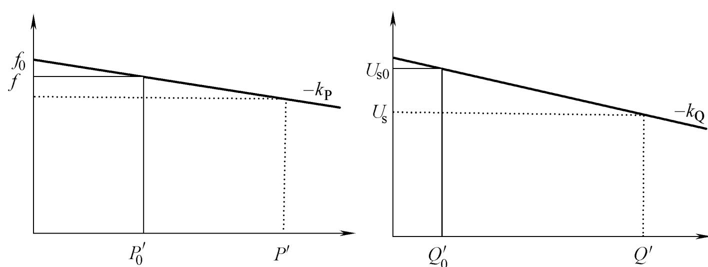


图5-12 修正后的频率和电压下垂特性

由于在分析中对线路阻抗 R 与 X 同时予以了考虑，因而这种情况更具有普遍意义。图5-13 给出了不同线路阻抗构成下，P'、Q'、P 和 Q 对于频率和电压的影响。

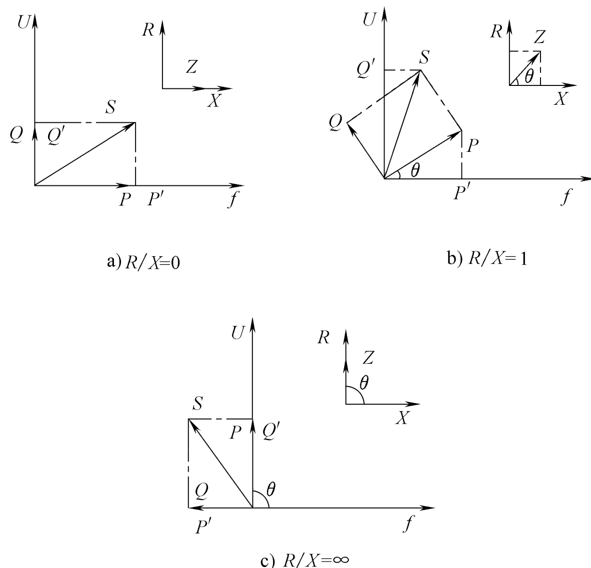


图5-13 不同线路阻抗构成下 P'、Q'、P、Q 对频率和电压的影响

5.3　逆变器并联技术

在分布式光伏发电系统中，有多台逆变器同时并网工作。这些逆变器都并在同一交流母线上，也就是说这些逆变器都并联在一起。因此，对于分布式光伏发电系统来说，各逆变器不但要实现并网的功能，还要同时考虑到并联运行的问题。实际上，从图 5-5 的并网结构图上看，逆变器与电网之间的关系也可以看作并联关系，也就是说并网可以看作特殊的并联。逆变器的并联是当前研究的热点，其核心的问题包含两个方面：一是控制方面，主要是无互连线并联技术；二是运行品质方面，主要是环流抑制技术。

5.3.1　逆变器并联的控制方法

逆变器并联的控制方法，总体而言有两种方式：有互连线的控制方式和无互连线的控制方式，下面分别进行介绍。

5.3.1.1　有互连线并联控制

有互连线并联控制是早期逆变器并联控制的主要方案，从具体结构上又分为集中式并联控制、主从式并联控制和分布式并联控制等。

1. 集中式并联控制

在逆变器并联技术发展的早期，一般采用带有集中控制器的逆变器并联集中控制方法，其原理框图如图 5-14 所示。集中控制的特点是存在着一个集中控制器，该控制器的锁相环电路用于保证各模块输出电压频率和相位与同步信号相同。同时并联控制单元还要负责检测总负载电流，将负载电流除以并联单元的个

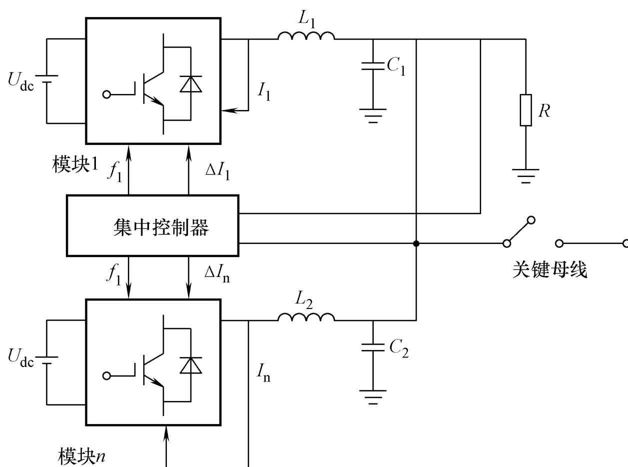


图 5-14　集中式并联控制原理框图

数作为各台逆变电源的电流指令，同时各台逆变电源检测自身的实际输出电流，求出电流偏差。假设各并联模块单元每一个同步信号控制时输出电压频率和相位偏差不大，可以认为各并联单元的输出电流偏差是由电压幅值的不一致而引起的，这种控制方式把电流偏差作为参考电压的补偿量引入各逆变电源模块，用于消除输出电流的不均衡。

集中控制方式比较简单，易于实现，且均流效果较好。但是，集中控制器的存在使得系统的可靠性有所下降，一旦控制器发生故障将导致整个供电系统的崩溃。

2. 主从式并联控制

为了解决集中控制方式的缺点，提出了主从式并联控制方式，其原理框图如图5-15所示。

主从控制方式是通过一定的逻辑选择来确定一台模块作为主机，当主机退出系统时，另一台从机自动地切换为主机，执行主机的控制功能。这种控制方法的原理与集中控制是一样的，只是避免了由于主控制器出现故障时整个系统的崩溃。因此，这种方式提高了系统的可靠性。

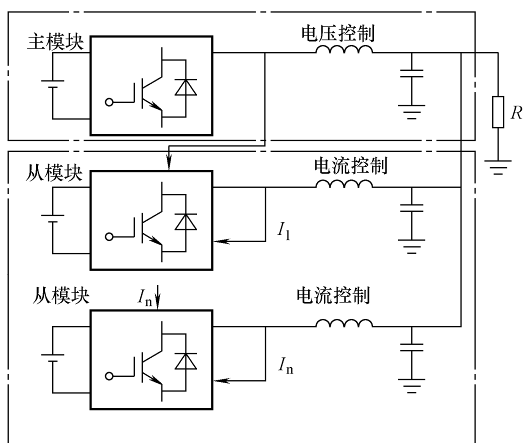


图5-15 主从式并联控制原理框图

在一些主从式并联控制系统中，正常运行时只有主机存在电压闭环控制，从机内部没有电压闭环，从机接收主机的电压环输出信号作为电流环的电流指令，因此从机中只有电流环起作用，主机是电压控制型逆变电源，而从机是电流控制型逆变电源。

主从式并联控制中还有以并联逆变器输出功率的特性为基础，利用有功功率和无功功率来调整各逆变器输出电压的相位和幅值来实现逆变器的同步并联运行。主从控制方式解决了单个逆变器出现故障引起整个系统崩溃的问题，但是由于存在主从切换的问题，因此主从式并联控制中确定主机的逻辑选择方法至关重要，直接影响系统的可靠性，一旦主从切换失败，必将导致系统的瘫痪。

针对主从式并联控制所存在的缺陷，又出现了互动跟踪多点同步轮主式并联均流控制策略。该控制方式中没有固定的主模块，每个模块在每个工频周期内都按着一定的频率同时向同步母线上发送本模块的同步脉冲，实现多点同步，提高了同步精确度。各模块在发送本模块的同步脉冲的同时，随时检测同步母线上的

信号，根据同步信号调节本模块同步脉冲，并由同步信号强制各正弦基准同步工作，使各个模块间的同步脉冲互相跟踪，形成一种公共的同步信号，实现了各模块的同步。同时利用模块间的电流信息交换修改参考电压的幅值，实现均流控制。这种分布式无主从控制的逆变器并联方法，可以实现并联系统的 $N+1$ 冗余，增强了系统的可靠性。

3. 分布式并联控制

为了实现逆变电源的真正冗余，即并联系统中的每一台逆变器单元的运行都不依赖于其他的逆变器单元，各模块单元在并联系统中地位相同，没有主次之分，于是提出了一种分布式并联控制方式。如图 5-16 所示为分布式并联控制系统的原理框图。

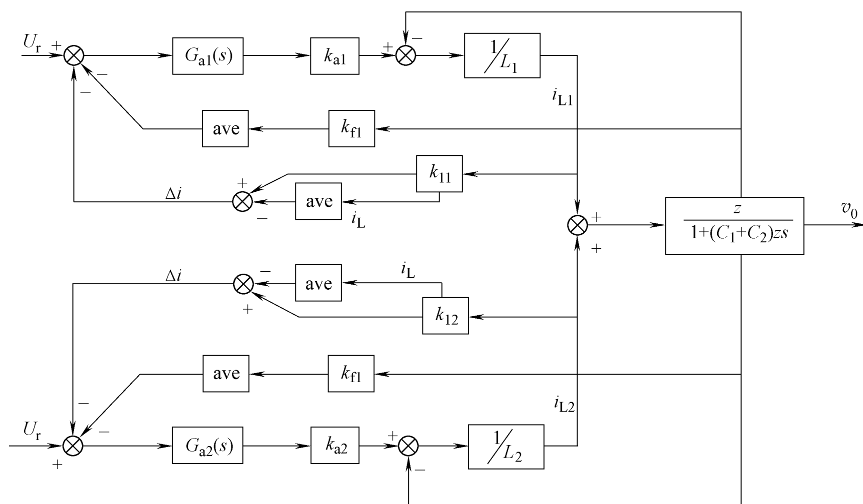


图 5-16　分布式并联控制系统的原理框图

分布式并联控制方案采用三个平均信号作为逆变器之间的并联总线信号，从这个框图中可以看出分布式系统的一般特点。图中 ave 是一个求平均值的电路，通过这个电路，逆变器之间的反馈电压值、参考电压 U_r 及反馈电流的平均值都被用于每个逆变器的控制，各个逆变器的控制功能完全一致，投入或者切除一个逆变器模块对系统来说不需要额外的逻辑判断，适合并联系统的冗余和维护。在分布式并联系统中，各台逆变器单元的地位是相等的，当检测到某台逆变器发生故障时，可以控制该逆变器单元自动的退出系统，而其余的逆变器不受影响。分布式控制的并联系统解决了集中控制和主从控制中存在的单台逆变器故障导致整个系统瘫痪的缺点，使并联系统的可靠性大大地提高。同时，该分布式并联控制方式具有控制原理简单、易于实现和均流效果好等特点，在并联台数不多的情况

下采用这种方式比较实用。

分布式控制方案虽然可以使系统以较高的可靠性运行，但是随着并联系统中逆变器数量的增加，逆变器之间的互连线增多，将使整个系统变得复杂。同时，随着各台逆变器之间距离的增大，使逆变器之间的互连线增长，均流信号容易引入干扰，降低了系统的可靠性，尤其是采用模拟控制时，由于连线距离较远，干扰更为严重。因此，有些公司专门研制了采用光纤进行通信的完全无电气互连线的并联方式，提高了分布式并联系统的可靠性，但同时也增加了系统的成本，使控制系统更加复杂。为降低系统的复杂程度，提高并联系统的可靠性，可对分布式并联控制方式进行改进。即只采用一根传输逆变器输出电流平均值信号的均流母线和一根同步信号总线，减少了并联系统互连线的数量。

在改进的分布式逆变器并联系统中，同步采用独立的电路实现，输出电流平均值采用模拟电路实现，并通过均流母线传输给各个模块，其控制电路框图如图5-17所示。在这种控制方式中，各模块的输出电流采样信号经平均值电路得到每个逆变器所需承担的平均负载电流信号，并与自身的电流比较，将偏差信号反馈给电压瞬时值调节器，从而实现环流的闭环控制。为了提高并联系统的稳定性和静态均流效果，均流控制单元还将在环流与输出电压综合后调节基准正弦信号的幅值。同步电路要求每个模块都向同步总线上发送同步信号，并从总线上接收第一个到来的同步信号，使各模块跟踪第一个到来的同步信号，各模块没有主次之分，都处于相同的地位，有利于实现热插拔而不影响并联系统运行，可以实现系统的冗余。

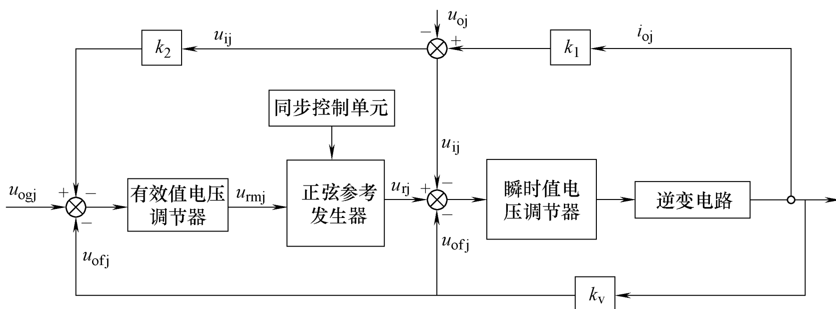


图5-17 改进的平均值分布式并联控制系统图

分布式并联控制系统是通过并联模块间的互连线来实现稳压和均流的，其控制原理是将控制权分散，在逆变电源并联运行时，各个电源模块检测出自身的有功功率和无功功率，通过均流母线传送到其他并联模块中，与此同时电源模块本身也接收来自其他模块的有功功率和无功功率信号进行综合判断，确定本模块的有功功率和无功功率基准。有功功率用来调整相位，无功功率用来调整幅值。这

样就可以根据模块间的有功功率和无功功率信息来调整自身的电压和同步信号的参考值，实现并联系统的均流控制和相位同步。

5.3.1.2　无互连线并联控制

无互连线并联控制方法的模块间仅有交流母线相连，各模块相互独立，可实现完全的冗余。因此，无互连线的逆变器并联控制受到了广泛关注。目前，无互连线并联控制主要采用下垂特性法。下垂特性法来源于电力系统的并网运行，在 5.2 节中已经进行了详细的介绍。在逆变器并联控制中的下垂特性法有自己的特点，下面以两台逆变器并联为例进行介绍。

两台逆变器并联运行原理图如图 5-18 所示。为方便起见，将逆变器简化为交流电源。其中，U_{01}和 U_{02}为逆变器输出电压幅值，φ_1 和 φ_2 为逆变器输出电压相位，R_1 和 R_2 为线路等效电阻，X_1 和 X_2 为线路等效电抗，Z_0 为输出负载。分析时假设 $R_1=R_2$，$X_1=X_2$。$U_0\angle 0°$为交流母线电压，也即负载两端电压；I_{01}和 I_{02}则为逆变器输出电流幅值，I_0 为负载电流幅值。

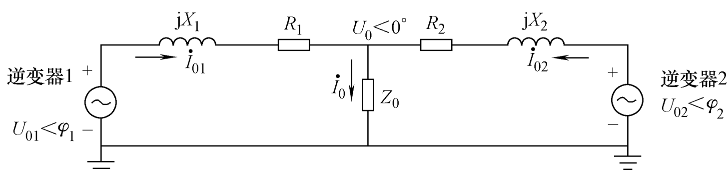


图 5-18　两台逆变器并联运行原理图

根据图 5-18，逆变器 1 的输出电流为

$$\dot{I}_{01}=\frac{U_{01}(\cos\varphi_1+\mathrm{j}\sin\varphi_1)-U_0}{R_1+\mathrm{j}X_1} \tag{5-29}$$

一般线路电阻很小，即 $R_1 \ll X_1$，可忽略不计，则式（5-29）可简化为

$$\dot{I}_{01}=\frac{U_{01}\sin\varphi_1+\mathrm{j}(U_{01}\cos\varphi_1-U_0)}{X_1} \tag{5-30}$$

因此，逆变器 1 的输出复功率为

$$S_{01}=P_{01}+\mathrm{j}Q_{01}=U_0\dot{I}_{01} \tag{5-31}$$

将式（5-30）代入式（5-31），有

$$P_{01}=\frac{U_{01}U_0}{X_1}\sin\varphi_1 \tag{5-32}$$

$$Q_{01}=\frac{U_0(U_{01}\cos\varphi_1-U_0)}{X_1} \tag{5-33}$$

一般来说，φ_1 很小，所以 $\sin\varphi_1\approx\varphi_1$，$\cos\varphi_1\approx 1$；则式（5-32）、式（5-33）简化为

$$P_{01}=\frac{U_{01}U_0}{X_1}\varphi_1 \tag{5-34}$$

$$Q_{01}=\frac{U_0(U_{01}-U_0)}{X_1} \tag{5-35}$$

由式（5-34）可见，有功功率 P_{01} 是输出电压幅值 U_{01} 和相角 φ_1 的函数，取微分，可得

$$\Delta P_{01}=\frac{U_0}{X_1}(U_{01}\cdot\Delta\varphi_1+\varphi_1\cdot\Delta U_{01}+\Delta U_{01}\cdot\Delta\varphi_1) \tag{5-36}$$

由于 φ_1 很小，所以忽略 $\varphi_1\cdot\Delta U_{01}$ 和 $\Delta U_{01}\cdot\Delta\varphi_1$，有

$$\Delta P_{01}=\frac{U_0U_{01}}{X_1}\Delta\varphi_1 \tag{5-37}$$

同理可得

$$\Delta Q_{01}=\frac{U_0}{X_1}\Delta U_{01} \tag{5-38}$$

由式（5-37）和式（5-38）两式可知，输出电压的相位变化影响其输出有功功率的变化，而输出电压的幅值变化则改变其输出的无功功率。由式（5-34）和式（5-35）可知，相位超前越多的模块，输出的有功功率也越大；幅值越大的模块，输出的无功功率则越大。因而，如果要控制逆变器输出的有功功率和无功功率只需通过调节逆变器的输出电压的幅值和相位即可，一般通过调节输出电压的频率 ω 来改变输出电压的相位，进而调节逆变器的输出有功功率。这就是下垂特性法的基本思想，其控制方程式为

$$\omega=\omega_0-mP \tag{5-39}$$

$$U=U_0-nQ \tag{5-40}$$

式中，ω_0、U_0 分别为逆变器空载时的频率和电压；m、n 为下垂系数。

式（5-39）和式（5-40）对应的曲线如图5-19所示，为典型的下垂特性。

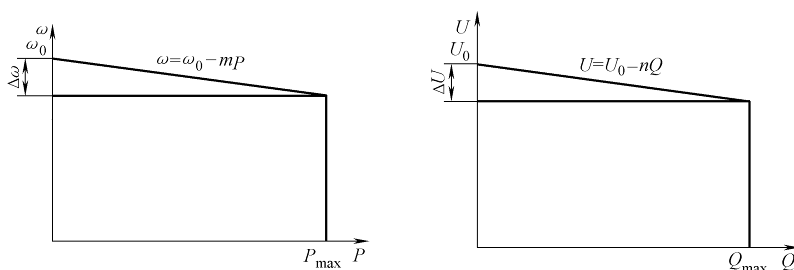


图5-19 逆变器下垂特性曲线

由图 5-19 和式（5-39）、式（5-40）可知，对于输出有功功率大的逆变器，通过下垂算法其频率将变小，因此相位也将减小，从而使有功功率的减小，达到有功功率的平衡；对于输出无功功率大的模块，通过下垂算法，其幅值将减小，进而引起无功功率的下降，达到无功功率的平衡。

5.3.1.3　两种控制方法的比较

无互连线控制方法与有互连线控制方法相比，具有以下优势：

1）模块化程度更高。由于无互连线并联的各模块间没有信号线相连，各个模块间完全独立，是一种完全冗余的并联，其模块化程度更高。

2）可靠性更高。由于模块间没有关联，因此单个模块的故障不影响系统的工作，大大提高了系统的可靠性。

3）易扩容和维护。模块间相互独立，因此系统进行容量扩展相当方便，同时维护某个模块也极为便利。

4）应用前景更广泛。有互连线并联的模块间的相互连线是一个不稳定因素，因为一旦连线出现故障，系统也会受到影响。另外，相互间的连线会给系统带来噪声，影响供电质量，同时也限制了模块的空间。所有这些缺点无互连线控制都不存在，因此无互连线控制的应用前景更被看好。

无互连线控制方法也有下列一些缺点：

1）控制策略复杂。要达到较高的均流度，经典 PQ 法还不够，因此还必须引入一些复杂的控制，如 PI、PD 等，以及对 P、Q 等进行低通滤波等。

2）成本较高。目前的无互连线并联都是在数字控制的基础上实现的，模拟控制行不通，而有互连线并联则可以通过模拟控制来实现。并且无互连线控制对数字芯片的运行速率、采样速率和精度也有较高的要求，一般的数字芯片（如单片机）不能胜任，目前主要是用 DSP 芯片来实现，这使得系统的成本相对较高。

5.3.2　逆变器并联的环流及其抑制

电源并联运行的理想状况是并联运行中的多台电源标称额定功率相同，且各台电源输出功率完全一致。对逆变电源来说，就是要求各并联单元输出电压的幅值相同、频率和相位一致。但是由于各种实际因素的影响，这一点是很难做到的。由于各逆变电源输出特性的差异，形成了并联系统中的环流。环流是并联系统难以正常运行的关键所在。因此，有必要对环流的特性进行分析。下面，先对两逆变器并联运行的环流进行分析。

5.3.2.1　逆变器并联的环流分析

对于如图 5-18 所示的两台逆变器并联系统来说，环流定义为

$$\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}=\frac{\dot{\boldsymbol{I}}_{01}-\dot{\boldsymbol{I}}_{02}}{2} \tag{5-41}$$

同时考虑到

$$\dot{\boldsymbol{I}}_{0}=\dot{\boldsymbol{I}}_{01}+\dot{\boldsymbol{I}}_{02} \tag{5-42}$$

有

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{I}}_{01}=\dfrac{\dot{\boldsymbol{I}}_{0}}{2}+\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}\\ \dot{\boldsymbol{I}}_{02}=\dfrac{\dot{\boldsymbol{I}}_{0}}{2}-\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}\end{cases} \tag{5-43}$$

式（5-43）表明，两电源并联运行时，各电源模块的输出电流由两个部分组成：一部分是供给负载的负载电流 $\dot{\boldsymbol{I}}_0/2$，一部分是流通在并联电源之间的环流$\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}$。对逆变器来说，前者是相同的分量，由负载决定，体现了各电源模块相互间均分负载的趋势；后者则大小相等，方向相反，由各并联单元输出电压的差异决定，体现了相互间承担负载的不相等。

由图5-18，有

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{U}}_{0}=(\dot{\boldsymbol{I}}_{01}+\dot{\boldsymbol{I}}_{02})Z\\ \dot{\boldsymbol{I}}_{01}=\dfrac{\dot{\boldsymbol{U}}_{01}-\dot{\boldsymbol{U}}_{0}}{R_1+\mathrm{j}X_1}\\ \dot{\boldsymbol{I}}_{02}=\dfrac{\dot{\boldsymbol{U}}_{02}-\dot{\boldsymbol{U}}_{0}}{R_2+\mathrm{j}X_2}\end{cases} \tag{5-44}$$

方便起见，假设 $z=R+\mathrm{j}X=R_1+\mathrm{j}X_1=R_2+\mathrm{j}X_2$，则有

$$\dot{\boldsymbol{U}}_{0}=\left(1-\frac{z}{z+z//Z_0}\right)(\dot{\boldsymbol{U}}_{01}+\dot{\boldsymbol{U}}_{02}) \tag{5-45}$$

考虑到，一般 $z \ll Z_0$，则式（5-45）简化为

$$\dot{\boldsymbol{U}}_{0}=\frac{\dot{\boldsymbol{U}}_{01}+\dot{\boldsymbol{U}}_{02}}{2} \tag{5-46}$$

则根据式（5-41）和式（5-44）有

$$\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}=\frac{\dot{\boldsymbol{I}}_{01}-\dot{\boldsymbol{I}}_{02}}{2}=\frac{\dot{\boldsymbol{U}}_{01}-\dot{\boldsymbol{U}}_{02}}{2z} \tag{5-47}$$

综合考虑式（5-44）、式（5-46）和式（5-47），有

$$\dot{I}_{\mathrm{H}}=\frac{\dot{U}_{01}-\dot{U}_{02}}{2z}=\frac{\dot{U}_{01}-\dot{U}_{02}+(\dot{U}_{01}+\dot{U}_{02})-(\dot{U}_{01}+\dot{U}_{02})}{2z}$$

$$=\frac{\dot{U}_{01}-\dot{U}_{0}}{z}=\frac{\dot{U}_{01}}{z}-\frac{1}{2z}(\dot{U}_{01}+\dot{U}_{02}) \tag{5-48}$$

式（5-48）环流 $\dot{I}_{\mathrm{H}}$ 的特性仅由两逆变器的电压矢量差和等效输出阻抗 z 决定。由于 z 仅为并机等效阻抗，其值非常小。两台逆变电源输出电压矢量在相位、幅值上有所差异时就会在各电源的输出端形成较大的电流，这一电流大部分不经过负载而在电源之间流动。

式（5-43）和式（5-48）体现了环流实际的物理意义。

5.3.2.2　多逆变器并联时的环流分析

可以将式（5-43）和式（5-48）推广到多逆变器并联的情况。

对于 n 台逆变器并联的情况，第 n 台逆变器的电流为

$$\dot{I}_{0\mathrm{n}}=\frac{\dot{I}_{0}}{n}-\dot{I}_{\mathrm{nH}} \tag{5-49}$$

这里的负号只代表一种概念性的意义而不代表实际环流的流向，即环流是电流中的危害成分应该被分离出去，且实际环流的流向要比两逆变器并联时的情况更为复杂。

第 n 台逆变器的环流为

$$\dot{I}_{\mathrm{nH}}=\frac{1}{z}\left(\dot{I}_{0\mathrm{n}}-\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}U_{0\mathrm{k}}\right) \tag{5-50}$$

式（5-50）表明，环流只与电压矢量差和等效输出阻抗有关。

5.3.2.3　环流抑制技术

式（5-48）和式（5-50）已经表明环流只与电压矢量差和等效输出阻抗相关。要实现理想运行，消除环流达到各并联模块输出功率平衡的目的，就要从上述两个影响环流的因素着手。因此抑制环流的方法有如下两种：一是加大并机阻抗；二是降低电压矢量差。

1. 加大并机阻抗

加大并机阻抗可以通过设置限流电抗器实现，同时静态开关上的固定电压降也可以起到同样的作用，而且这些量并不是很大，因此可以在对输出电压影响不大的前提下提高并联的可靠性。在有变压器隔离的并联系统中，可以利用变压器的漏抗作为限流电抗，也可以单独设置限流电抗器。

但是一方面要使并机阻抗足够大，使得并联运行时的环流小，另一方面出于减小逆变器负载效应的考虑，则希望该阻抗越小越好，这样能够得到更好的输出电压波形。综合两方面考虑，限流电感的大小选取要折中。

虽然加大并机阻抗并不能彻底消除环流（实际上也没有方法真正能够彻底消除环流），但这种方法简单可靠，并且能够达到相关的指标要求，因此仍然是环流抑制中最重要的技术。

2. 降低电压矢量差

降低电压矢量差同样也可以降低环流，这就必须通过控制手段实现。造成电压矢量差的原因是各逆变器输出电压的幅值、频率和相位的差异，而相位是频率的函数，因此降低电压矢量差的关键问题就是对逆变器输出电压幅值和频率的精确控制。而从前面提到的并联控制方法来看，逆变器输出电压和频率的控制又与系统的无功功率和有功功率有关。为此还需对环流的性质进行进一步研究。

考虑到并联阻抗特性的不确定性，不妨按照极端的情况分析，分析时仍以两台逆变器并联为例。

当 z 主要为感性时，可忽略其电阻 R，则有

$$\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}=\frac{\dot{\boldsymbol{U}}_{01}-\dot{\boldsymbol{U}}_{02}}{2z}=\frac{\Delta\dot{\boldsymbol{U}}}{2\mathrm{j}X} \tag{5-51}$$

由式（5-51）可见，在$\dot{\boldsymbol{U}}_{01}$、$\dot{\boldsymbol{U}}_{02}$相位相同而幅值不同时，环流表现为无功功率特性，电压高的模块中环流分量为感性，反之则为容性；在$\dot{\boldsymbol{U}}_{01}$、$\dot{\boldsymbol{U}}_{02}$相位不同但幅值相同时，环流表现为有功功率特性，输出电压超前的模块输送有功功率，而滞后的吸收有功功率。也就是说环流的有功功率分量与逆变器输出电压相位有关，进而与逆变器输出频率相关；而环流的无功功率则与逆变器输出电压幅值相关。以上结论与式（5-39）和式（5-40）所描述的下垂特性完全一致，因此不必对其进行修改。

当 z 为阻性时，可忽略其电抗 X，则有

$$\dot{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{H}}=\frac{\dot{\boldsymbol{U}}_{01}-\dot{\boldsymbol{U}}_{02}}{2z}=\frac{\Delta\dot{\boldsymbol{U}}}{2R} \tag{5-52}$$

由式（5-52）可见，在$\dot{\boldsymbol{U}}_{01}$、$\dot{\boldsymbol{U}}_{02}$的相位相同而幅值不同时，环流表现为有功环流的特性，电压高的模块输送有功功率，电压低的模块则吸收有功功率。在$\dot{\boldsymbol{U}}_{01}$、$\dot{\boldsymbol{U}}_{02}$相位不同但幅值相同时，由于相位的差别比较小，可以认为环流主要表现为无功环流的特性，输出电压超前的模块环流为容性，输出电压滞后的则环流为感性。也就是说环流的无功功率分量与逆变器输出电压相位有关，进而与逆变器输出频率相关；而环流的有功功率则与逆变器输出电压幅值相关。这与传统的下垂控制法完全不同，因此需改用下列新的下垂控制法，即

$$\omega=\omega_0+m\cdot Q \tag{5-53}$$

$$U=U_0-n\cdot P \tag{5-54}$$

对于更加一般的情况，即 X 与 R 均不可忽略的情况下，需要对下垂特性进行如下的改进：

$$\omega = \omega_0 - n_2 \cdot P + m_1 \cdot Q \tag{5-55}$$

$$U = U_0 - n_1 \cdot P - m_2 \cdot Q \tag{5-56}$$

式中，m_1、m_2、n_1 和 n_2 为新的下垂系数。

从上面的分析可知，并机阻抗的性质对环流有决定性的影响，相应的控制策略也由此决定，因此必须确定实际系统的并机阻抗特性。在得到并机阻抗特性之后，再对下垂控制做相应的改进。

以上对环流的讨论都是基于稳态的，很多条件都是不能满足的。比如，输出电压是不能排除谐波成分的，各逆变器的输出阻抗不可能完全相等，各开关器件的工作负载、开关特性及死区时间等也不可能完全一致。因此除了前面分析的稳态环流以外，还要考虑到动态环流。动态环流的抑制同样可以通过加大并机电抗和减小电压矢量差来实现。在减少电压矢量差方面，上面所述的各种稳态下垂控制都不能满足要求，必须在特性方程中加入积分和微分的环节。

上面讨论的主要是无互连线并联控制时的均流问题。对于有互连线的均流问题，则可以通过各逆变器单元间的信息联系去处理，其控制方法更加灵活，效果也更好。

5.3.3　功率计算方法

不论是逆变器并网还是并联，都需要计算逆变器的功率，下面介绍功率计算的方法。

5.3.3.1　电压电流相移法

对于单相系统，参照 IEEE 为仪表设计而制定的试用版标准 1459-2000 中功率测量，得到如下的功率计算公式：

$$p = ui \tag{5-57}$$

$$P = \frac{1}{kT}\int_{\tau}^{\tau+kT} p\mathrm{d}t \tag{5-58}$$

$$Q = \frac{\omega}{kT}\int_{\tau}^{\tau+kT} i\left[\int u\mathrm{d}t\right]\mathrm{d}t \tag{5-59}$$

式中，u、i 分别为瞬时电压和电流；p 为瞬时功率；P、Q 分别为有功功率和无功功率；T 为基波周期。

式（5-57）~式（5-59）是适用于各种具有周期性波形的功率计算，对以上各式进一步变形，可得

$$\begin{cases} P = \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_0^T ui\mathrm{d}t \\ Q = \dfrac{2\pi}{T^2}\displaystyle\int_0^T \left(\int u\mathrm{d}t\right) i\mathrm{d}t \end{cases} \tag{5-60}$$

将式（5-60）离散化，并考虑到正弦波的对称性，有

$$\begin{cases} P = \dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{k=1}^{N} u(k)i(k) \\ Q = \dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{k=1}^{N} u(k)i\left(k + \dfrac{N}{4}\right) \end{cases} \tag{5-61}$$

式中，N 为一个周期内的采样点数。

由式（5-61）可见，有功功率即为瞬时采样电压与采样电流相乘，经过累加后取平均值；而无功功率则为本时刻电压与1/4周期前的电流相乘，即本时刻电压与超前90°的电流相乘，然后累加后取平均值。由于在这种算法中，瞬时电压需要与移位的瞬时电流相乘，因此将其称为电压电流相移法。由于无功功率需要与1/4周期前的电流相乘，因此需要对前1/4周期的电流进行存储。

5.3.3.2 双表计算法

对于单相系统，瞬时电压和瞬时电流的表达式为

$$\begin{cases} u = U_m\sin(\omega t + \theta_u) \\ i = I_m\sin(\omega t + \theta_i) \end{cases} \tag{5-62}$$

式中，U_m、I_m 分别为电压和电流的幅值；ω 为角频率；θ_u、θ_i 分别为电压、电流相角。

对电压和电流分别求一阶傅里叶系数，有

$$\begin{cases} U_u = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi} u\cdot\cos\omega t\mathrm{d}\omega t = \dfrac{1}{2}U_m\cos\theta_u \\ U_i = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi} u\cdot\sin\omega t\mathrm{d}\omega t = \dfrac{1}{2}U_m\sin\theta_u \\ I_u = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi} i\cdot\cos\omega t\mathrm{d}\omega t = \dfrac{1}{2}I_m\cos\theta_u \\ I_i = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi} i\cdot\sin\omega t\mathrm{d}\omega t = \dfrac{1}{2}I_m\sin\theta_u \end{cases} \tag{5-63}$$

根据电工理论，有

$$P = \frac{U_m}{\sqrt{2}}\frac{I_m}{\sqrt{2}}\cos(\theta_u - \theta_i) = \frac{U_mI_m}{2}(\cos\theta_u\cos\theta_i + \sin\theta_u\sin\theta_i) = 2(U_uI_u + U_iI_i) \tag{5-64}$$

$$Q=\frac{U_{\mathrm{m}}}{\sqrt{2}}\frac{I_{\mathrm{m}}}{\sqrt{2}}\sin(\theta_{\mathrm{u}}-\theta_{\mathrm{i}})=\frac{U_{\mathrm{m}}I_{\mathrm{m}}}{2}(\sin\theta_{\mathrm{u}}\cos\theta_{\mathrm{i}}-\cos\theta_{\mathrm{u}}\sin\theta_{\mathrm{i}})=2(U_{\mathrm{u}}I_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{i}}I_{\mathrm{u}}) \tag{5-65}$$

由式（5-64）和式（5-65）可知，要计算 P、Q，必须先计算出 U_{u}、U_{i}、I_{u} 和 I_{i}。将式（5-63）离散化，则可得到 U_{u}、U_{i}、I_{u} 和 I_{i} 的实际计算公式，为

$$\begin{cases} U_{\mathrm{u}} = \dfrac{1}{N}\sum\limits_{k=0}^{N-1} u(k)\cdot\cos\theta_{\mathrm{k}} \\ U_{\mathrm{i}} = \dfrac{1}{N}\sum\limits_{k=0}^{N-1} u(k)\cdot\sin\theta_{\mathrm{k}} \\ I_{\mathrm{u}} = \dfrac{1}{N}\sum\limits_{k=0}^{N-1} i(k)\cdot\cos\theta_{\mathrm{k}} \\ I_{\mathrm{i}} = \dfrac{1}{N}\sum\limits_{k=0}^{N-1} i(k)\cdot\sin\theta_{\mathrm{k}} \end{cases} \tag{5-66}$$

因此，U_{u} 是采样电压瞬时值与余弦表相乘，然后累加后平均所得；U_{i} 是采样电压瞬时值与正弦表相乘，然后累加后平均所得；I_{u} 是采样电流瞬时值与余弦表相乘，然后累加后平均所得；I_{i} 是采样电流瞬时值与正弦表相乘，然后累加后平均所得。显然，要想计算这四个量，程序中需要一个正弦表和一个余弦表，因此这种方法叫做双表计算法。

5.3.3.3　两种方法的比较

以上两种计算方法在计算效率、存储空间等方面有一些区别。对于电压电流相移法，其计算方法简单，因此程序代码较少，计算效率较高，但由于需要开辟一个 $N/4$ 点的数据存储空间，因此占用数据存储空间较大。对于双表计算法，程序需要先计算 U_{u}、U_{i}、I_{u} 和 I_{i}，而计算这四个量又需要累加然后平均，计算完这四个量后还要通过式（5-64）和式（5-65）获得有功功率和无功功率，显然程序代码较多，计算效率相对电压电流相移法要低。但其不需要在数据域中开辟数据空间，因此对数据空间的开销不大。但其需要一个正弦表和一个余弦表，程序需要占用较大的存储空间，对程序空间开销要大。对于 DSP 芯片来说，程序运行速率相当快，而数据和程序空间都很大，可达 64KB，因此以上两种方法的一些优缺点影响并不大。

对于电压电流相移法，由于需要用到 1/4 周期前的电流值，因此当电流发生突变，如负载切换时，这时的计算便会产生误差，会影响系统的动态性能。对于双表计算法，由于用到的都是本时刻的瞬时值，因此不存在这个问题，故双表法的动态性能优于前者。

以上提到的方法都是基于单相系统的。对于三相系统而言，可以按照单相系

统的方法分别计算各相功率再求和即可。如果三相对称，则只计算某一项功率再扩大3倍即可。

5.4 逆变器控制策略

前面提到的逆变器并网技术、并联技术都只是从原理层面进行的介绍。在工程实际中必须通过具体的控制策略实现，因此有必要详细介绍逆变器的控制策略。

5.4.1 控制策略概述

由于电力电子器件的存在，逆变器的数学模型具有高阶、时变、非线性和强耦合的特点。针对逆变器的这些特点，其控制策略总体上可分为两大类。一类是线性控制策略。线性控制策略的基本思路就是将逆变器的数学模型线性化，再经降阶、解耦，使其简化为较简单的线性系统，使用通用的线性控制理论实施控制。另一类是非线性控制策略。非线性控制策略则不需要提取逆变器的数学模型或者是不必对其数学模型进行线性化，而是直接给出非线性的控制方法。在工程实际中，线性控制策略使用得更多。

线性控制策略中最常用的控制技术就是PI控制。对于一个线性的控制对象$G(s)$，采用控制器$G_c(s)$对于进行闭环控制，其原理框图如图5-20所示。根据图5-20，可得到其闭环传递函数为

$$\frac{U_o(s)}{U_{ref}(s)}=\frac{G_c(s)G(s)}{G_c(s)G(s)+1} \tag{5-67}$$

误差量的象函数为

$$E_r(s)=U_{ref}(s)-U_o(s)=\frac{1}{G_c(s)G(s)+1}U_{ref}(s) \tag{5-68}$$

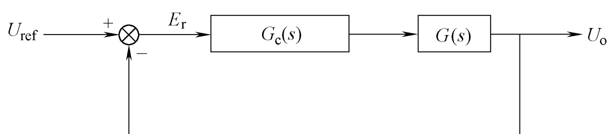


图5-20 线性控制原理框图

一般而言，对于典型信号如阶跃信号、斜坡信号和抛物线信号，往往利用拉普拉斯变换终值定理对系统稳态误差进行量化分析。但是，利用终值定理求解稳态误差终值的前提条件是$sE_r(s)$在s平面的右半部及虚轴上除了坐标原点是孤立点以外，其他点必须全部解析，即$sE_r(s)$的全部极点除坐标原点外应全部分

布在 s 平面左半部。

对于逆变器而言，其输出电压指定量为交流量 $U_{\mathrm{ref}}(t)=\sin(\omega t)$，其对应的象函数为 $U_{\mathrm{ref}}(s)=\dfrac{\omega}{s^2+\omega^2}$。可见 $U_{\mathrm{ref}}(s)$ 在 s 平面的全部虚轴上不解析，导致 $sE_{\mathrm{r}}(s)$ 不满足上述条件。因此不能采用终值定理求解交流量的稳态误差。

从线性系统叠加定理和频域角度出发，可以按以下方法求解交流量控制的稳态误差。假设给定量为交流量 $\sin(\omega_0 t)$。在频域中，其只在频率 ω_0 处有幅频响应，在其他频率处的幅频响应均为 0。根据复变函数理论和式（5-68）可知误差的幅频特性 $|E_{\mathrm{r}}(s)|$ 也为 0，而在频率 ω_0 处 $U_{\mathrm{ref}}(s)$ 幅频特性为 1（即交流信号幅值）。因此若要实现误差的零稳态幅值误差控制，则必须满足

$$\left|\frac{1}{G_{\mathrm{c}}(s)G(s)+1}\right|_{s=\mathrm{j}\omega_0}=0 \tag{5-69}$$

也即

$$|G_{\mathrm{c}}(s)G(s)+1|_{s=\mathrm{j}\omega_0}\to\infty \tag{5-70}$$

对于一般性的 $G(s)$ 来说，只有当 $|G_{\mathrm{c}}(s)|_{s=\mathrm{j}\omega_0}\to\infty$ 时式（5-70）才能成立。也就是说，零稳态误差控制的条件是控制器 $G_{\mathrm{c}}(s)$ 在交流给定量频率 ω_0 处有无穷大的增益。

最常见的线性控制器 PI 控制器 $G_{\mathrm{c}}(s)=k_{\mathrm{p}}+k_{\mathrm{i}}/s$（$k_{\mathrm{p}}$ 和 k_{i} 分别为比例和积分系数）可实现直流量的零稳态误差控制。其原因是 PI 控制对于直流量输入（相当于 $\omega_0=0$）的增益为 $|k_{\mathrm{p}}+k_{\mathrm{i}}/0|$，具有无穷大增益。而对于交流量，PI 控制在交流量频率 ω_0 处的增益为 $|k_{\mathrm{p}}+k_{\mathrm{i}}/\mathrm{j}\omega_0|$，不具有无穷大特性，因此不能实现交流量的零稳态误差控制。当然 k_{p} 或 k_{i} 越大，交流量控制的稳态误差越小，但系统的稳定裕度也将变小，过大的 k_{p} 或 k_{i} 将导致系统不稳定。

解决 PI 控制不能实现交流量零稳态误差控制的问题，有两种基本思路：一种思路是设法将交流量变换为直流量，这样就可以应用 PI 控制实现零稳态误差控制，这种方法需要进行坐标变换，因此可称为坐标变换法；另一种思路是采用其他的控制器，这里通称为非坐标变换法。

上面谈到的是线性控制策略。非线性控制策略也有很多，比如滞环控制、变结构控制等。下面对上述控制方案分别进行介绍。同时，前面提到的逆变器控制都是假定直流侧电压稳定情况下对交流侧实施的控制策略，而在光伏发电系统中，由于光伏阵列输出的随机性，这个假定并不能保证。因为直流侧的波动会在交流侧引入低次谐波，导致波形畸变，因此必须对其进行有效抑制，本节的最后将对直流侧的控制策略进行分析和介绍。

5.4.2　坐标变换法线性控制

逆变器的坐标变换法线性控制来源于三相电机的矢量控制，现在已经扩展到

常规应用的三相变流器中。对于单相逆变器，也可以构造伪坐标系，实现坐标变换法线性控制。

5.4.2.1 三相并网逆变器的数学模型

三相并网逆变器的典型拓扑结构如图5-21所示。图中采用的是三相电压型桥式并网逆变器，滤波器为单电感滤波器，三相电感均为L，R是线路电阻，e_a、e_b和e_c是三相交流电源，i_a、i_b和i_c是三相并网电流，E为直流电源，N为直流侧虚拟中点，O为交流侧中点。对于其他形式的拓扑结构，以下的分析只需进行拓扑方面的相应改变即可，基本原理相同。

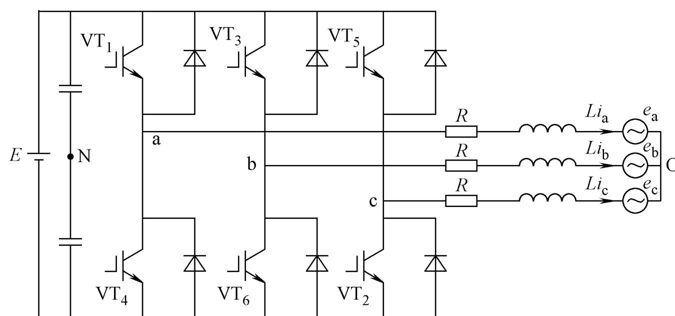


图5-21 三相电压型桥式并网逆变器拓扑结构

由图5-21，可得到三相电感的回路方程为

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{5-71}$$

同时

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aN} - U_{No} \\ u_{bN} - U_{No} \\ u_{cN} - U_{No} \end{bmatrix} \tag{5-72}$$

在三相三线系统中，三相电流之和为零，所以有

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{5-73}$$

在三相电网电压对称的条件下有

$$e_a + e_b + e_c = 0 \tag{5-74}$$

将式（5-73）和式（5-74）代入式（5-71），化简得

$$u_{ao} + u_{bo} + u_{co} = 0 \tag{5-75}$$

将式（5-75）代入（5-72），得

$$u_{\mathrm{No}}=\frac{u_{\mathrm{aN}}+u_{\mathrm{bN}}+u_{\mathrm{cN}}}{3} \tag{5-76}$$

设逆变器的三相调制信号为 u_{ma}、u_{mb} 和 u_{mc}，根据三相双极性 SPWM 原理，必有

$$u_{\mathrm{ma}}+u_{\mathrm{mb}}+u_{\mathrm{mc}}=0 \tag{5-77}$$

如果忽略 u_{aN}、u_{bN} 和 u_{cN} 的中高频谐波成分，只考虑基波，有

$$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{aN}} \\ u_{\mathrm{bN}} \\ u_{\mathrm{cN}} \end{bmatrix}=\frac{E}{2}\begin{bmatrix} u_{\mathrm{ma}} \\ u_{\mathrm{mb}} \\ u_{\mathrm{mc}} \end{bmatrix} \tag{5-78}$$

式中，$E/2$ 是对于 SPWM 而言的，对于 SVM 则应为 $E/\sqrt{3}$。

综合考虑式（5-71）、式（5-72）、式（5-76）、式（5-77）和式(5-78)，有

$$L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{a}} \\ i_{\mathrm{b}} \\ i_{\mathrm{c}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{a}} \\ i_{\mathrm{b}} \\ i_{\mathrm{c}} \end{bmatrix}-\frac{E}{2}\begin{bmatrix} u_{\mathrm{ma}} \\ u_{\mathrm{mb}} \\ u_{\mathrm{mc}} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} e_{\mathrm{a}} \\ e_{\mathrm{b}} \\ e_{\mathrm{c}} \end{bmatrix} \tag{5-79}$$

式（5-79）就是三相静止坐标系下三相并网逆变器的数学模型。可见，在三相静止坐标系下，三相之间是相互解耦的。

为了简化控制，引入三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换关系式如下：

$$\begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} \chi_{\mathrm{a}} \\ \chi_{\mathrm{b}} \\ \chi_{\mathrm{c}} \end{bmatrix}=C_{3\mathrm{s}/2\mathrm{s}}\begin{bmatrix} \chi_{\mathrm{a}} \\ \chi_{\mathrm{b}} \\ \chi_{\mathrm{c}} \end{bmatrix} \tag{5-80}$$

其逆变换为

$$\begin{bmatrix} \chi_{\mathrm{a}} \\ \chi_{\mathrm{b}} \\ \chi_{\mathrm{c}} \end{bmatrix}=C_{3\mathrm{s}/2\mathrm{s}}^{-1}\cdot\begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix}=C_{2\mathrm{s}/3\mathrm{s}}\begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix} \tag{5-81}$$

将式（5-79）按式（5-80）进行代换，整理得到两相静止坐标系下三相并网逆变器的数学模型为

$$L\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -R_{\mathrm{S}} & 0 \\ 0 & -R_{\mathrm{S}} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \tag{5-82}$$

可见，在两相静止坐标系下，两相之间仍然是相互解耦的。

通过坐标转换，可得到两相旋转坐标系下三相并网逆变器的数学模型。从两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换关系式为

$$\begin{bmatrix}\chi_{\mathrm{d}}\\ \chi_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos(\omega t) & \sin(\omega t)\\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\chi_{\alpha}\\ \chi_{\beta}\end{bmatrix}=C_{2\mathrm{s}/2\mathrm{r}}\begin{bmatrix}\chi_{\alpha}\\ \chi_{\beta}\end{bmatrix} \tag{5-83}$$

$$\begin{bmatrix}\chi_{\alpha}\\ \chi_{\beta}\end{bmatrix}=C_{2\mathrm{s}/2\mathrm{r}}^{-1}\begin{bmatrix}\chi_{\mathrm{d}}\\ \chi_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos(\omega t) & -\sin(\omega t)\\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\chi_{\mathrm{d}}\\ \chi_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}=C_{2\mathrm{r}/2\mathrm{s}}\begin{bmatrix}\chi_{\mathrm{d}}\\ \chi_{\mathrm{q}}\end{bmatrix} \tag{5-84}$$

将式（5-80）代入式（5-83），可得从三相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换关系式，为

$$C_{3\mathrm{s}/2\mathrm{r}}=C_{2\mathrm{s}/2\mathrm{r}}\cdot C_{3\mathrm{s}/2\mathrm{s}}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\omega t) & \cos\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \tag{5-85}$$

将式（5-83）代入式（5-82），整理得到两相旋转坐标系下三相并网逆变器的数学模型为

$$L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{\mathrm{d}}\\ i_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-R_{\mathrm{S}} & \omega L\\ -\omega L & -R_{\mathrm{S}}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}i_{\mathrm{d}}\\ i_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}-\frac{E}{2}\begin{bmatrix}u_{\mathrm{d}}\\ u_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}e_{\mathrm{d}}\\ e_{\mathrm{q}}\end{bmatrix} \tag{5-86}$$

但需要注意的是，在静止坐标系相互解耦的状态方程经过坐标旋转变换后就相互耦合了。

式（5-86）表明，三相并网逆变器是一个多变量输入非线性强耦合的系统，必须对其进行线性化，才能使用线性控制理论的方法对其进行控制。常用的线性化方法是小信号模型分析法。

先定义如下：

$$\begin{aligned}i_{\mathrm{d}}&=i_{\mathrm{d0}}+\Delta i_{\mathrm{d}}\\ i_{\mathrm{q}}&=i_{\mathrm{q0}}+\Delta i_{\mathrm{q}}\\ u_{\mathrm{d}}&=u_{\mathrm{d0}}+\Delta u_{\mathrm{d}}\\ u_{\mathrm{q}}&=u_{\mathrm{q0}}+\Delta u_{\mathrm{q}}\end{aligned} \tag{5-87}$$

式中，i_{d0}、i_{q0}、u_{d0}和u_{q0}为系统在稳定工作点的稳态量；Δi_{d}、Δi_{q}、Δu_{d}和Δu_{q}为稳态工作点附近的扰动量。

将式（5-87）代入式（5-86），分离稳态量和扰动量（小信号量），忽略高频分量，并假设交流电源电压为恒定量，可得到系统的小信号模型为

$$L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\Delta i_{\mathrm{d}}\\ \Delta i_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-R_{\mathrm{S}} & \omega L\\ -\omega L & -R_{\mathrm{S}}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\Delta i_{\mathrm{d}}\\ \Delta i_{\mathrm{q}}\end{bmatrix}-\frac{E}{2}\begin{bmatrix}\Delta u_{\mathrm{d}}\\ \Delta u_{\mathrm{q}}\end{bmatrix} \tag{5-88}$$

式（5-88）已经成为线性系统，其中所有的变量也都转化为直流量。因此可用常规的 PI 控制对系统进行控制。式（5-88）中的控制量为增量 Δu_{d} 和 Δu_{q}，在实际控制中应根据式（5-87）转化为绝对量。

5.4.2.2　非解耦电流控制

前面谈到并网逆变器的控制有电流型和电压型两种，不论哪种类型都需要对逆变器的电流进行闭环控制。电流型控制不必多讲，电压型控制中也必须加入电流内环以增强系统的快速性和抗干扰性。

从式（5-86）可以看出，两个电流分量 i_{d} 和 i_{q} 相互有耦合关系。如果忽略掉这个耦合关系（考虑到耦合关系可视为前向通道上的干扰，这种忽略在一定程度是可以的），则逆变器的传递函数可简化为由电感 L 和线路电阻 R 构成的一阶惯性环节。

设计过程中，因为 d 轴、q 轴的结构完全相同，可以采用相同类型的调节器，电流环在突加控制作用时不希望有超调量，或者希望超调量越小越好，从这个观点出发，应该把电流环设计成典型的 I 型系统。电流环还有对输入电压波动及时调节的作用，为了提高其抗扰动性能，也可以把电流环设计成为典型的 II 型系统。对于变流器而言开关频率和电流采样频率较高，典型 I 系统的抗扰恢复时间可以接受，下边按照典型 I 型系统设计电流环。电流环控制系统结构如图 5-22 所示。图中，T_{oi} 为电流反馈滤波时间常数，T_{s} 为电流内环采样周期。为了进一步简化调节器设计和抑制电流超调，增加了滤波环节。

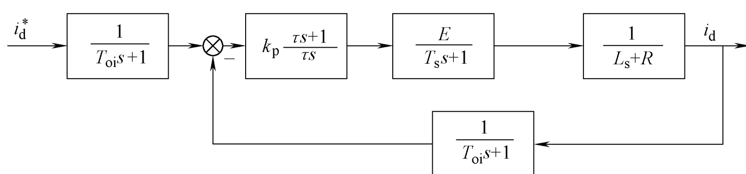


图 5-22　电流环控制系统结构

不考虑输出电压影响时，忽略开关导通电压降，选择阻尼系数 $\zeta=0.707$，此时动态响应应略有超调。为了让调节器零点抵消掉控制对象大时间常数极点，得到 PI 调节器的积分时间常数 τ 为

$$\tau=\frac{L}{R} \tag{5-89}$$

根据最优工程设计法，比例系数 k_{p} 与小时间常数的关系为

$$T_{\Sigma i}=\frac{\tau R}{2k_{p}E} \tag{5-90}$$

式中，$T_{\Sigma i}=T_{oi}+T_{s}$，为小时间常数之和。

于是调节器比例系数为

$$k_{p}=\frac{\tau R}{2T_{\Sigma i}E} \tag{5-91}$$

5.4.2.3 前馈解耦电流控制

前馈解耦电流控制的控制框图如图5-23所示，其中忽略了小时间常数。

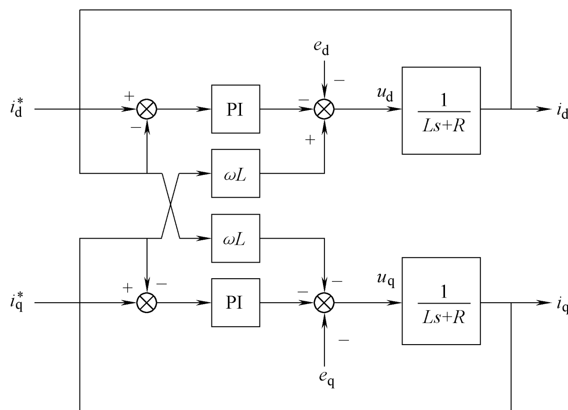


图5-23 前馈解耦电流控制框图

图中控制量 u_d 和 u_q 分别为

$$u_{d}=-k_{p}\frac{\tau s+1}{\tau s}(i_{d}^{*}-i_{d})+\omega L i_{q}-e_{d} \tag{5-92}$$

$$u_{q}=-k_{p}\frac{\tau s+1}{\tau s}(i_{q}^{*}-i_{q})+\omega L i_{d}-e_{q} \tag{5-93}$$

该控制因考虑了反电动势与耦合电流扰动项，因此动态性能优于非解耦控制。对于解耦性能，耦合项属于扰动量，闭环系统的抗干扰性能取决于调节器的设计。要想进一步提高系统性能，还需进行模型解耦，这里不多赘述。

5.4.2.4 单相并网逆变器的坐标变换控制

与三相系统实际存在的三相静止坐标系不同，单相系统并没有真正的静止坐标系。因此要想使单相系统也能采用类似三相系统的坐标变换控制，必须构造虚拟的伪静止坐标系。

单相系统伪静止坐标系的构成办法有多种。其中一种办法是通过移相构造出对称的三相电路，然后按照三相电路坐标变换的方法进行控制。这种办法存在的问题是需要增加单相到三相的相位延时变换环节，从单相到三相的变换至少需要

60°的相位延时。因此实时性受影响。

5.4.3　非坐标变换法线性控制

所谓非坐标变换法线性控制就是不经坐标变换，直接在静止坐标系下采用线性控制。前面讲过，在这种情况下常规 PI 控制不能消除交流量稳态误差，因此需要采用其他的控制算法，例如重复控制、二自由度 PI 控制、比例谐振控制和比例复数积分控制等。

5.4.3.1　重复控制

1. 重复控制原理

重复控制是基于内模原理的一种控制思想。所谓内模，是指在稳定的闭环控制系统中包含外部输入信号的数学模型。对于一个控制系统而言，如果控制器的反馈来自被调节的信号，且在反馈回路中包含相同的被控外部信号动态模型，那么整个系统是结构稳定的。内模原理的本质是把系统外部信号的动力学模型植入控制器以构成高精确度的反馈控制系统。积分控制就是内模原理的一个应用。一个稳定的反馈控制系统，如果其前向通道包含积分环节，则该系统对阶跃指令可以做到无静差，同时还可以完全抵消掉所有作用于积分环节之后的阶跃型扰动对稳态输出的影响。因此，积分环节是描述阶跃信号的数学模型。

如果系统的给定信号或扰动为正弦信号，可以在控制器中植入一个与指令同频率的正弦信号模型，即可以实现系统的无静差跟踪。

$$G_m(s)=\frac{\omega}{s^2+\omega^2} \tag{5-94}$$

逆变器控制系统是一个给定信号正弦函数变化的系统，当负载为线性时，其扰动是按角频率 ω 正弦规律变化。一个稳定的、包含式（5-94）所示内模的逆变器控制系统是无静差的。然而逆变器的实际运行情况要复杂得多。在非线性负载条件下，负载电流是非正弦的，其中蕴含了基波以及谐波。另外，像死区这样的非线性因素，也可等效为多重谐波扰动的叠加。因此，实际的扰动是多种多样的，如果要求对这些扰动均实现无静差，将意味着每一次谐波都要设置一重内模，这将导致控制系统过于复杂，降低工程实用价值。

对非线性负载和死区效应引起的扰动进行分析可以发现，这两种情况引起的干扰信号有两个特点：首先是重复性，其次都是给定信号的谐波。因此，扰动信号在每个基波周期内都以完全相同的波形出现。由于以上原因，基于内模原理的重复控制技术将利用与式（5-94）不同的另一种重复信号发生器内模，其传递函数为

$$G(s)=\frac{e^{-Ls}}{1-e^{-Ls}} \tag{5-95}$$

式中，L 为逆变器的输出基波周期。这是一个周期延迟正反馈环节，其结构框图如图5-24所示。不论输入信号如何，只要是以基波周期出现，该内模的输出就是对输入信号的逐周期累加。之所以称之为重复信号发生器，是因为即使输入衰减至零，该内模仍然会持续不断地逐周期重复输出与上一周期波形相同的信号，相当于任意信号发生器。所以，当这样一个环节被置于反馈控制系统的前向通道时，它起到的作用与积分环节是相似的，它们都是对误差的一种累加效果。只不过重复信号发生器是对误差进行以周期为步长的累加，而积分环节是对误差进行连续时间的累加。与积分控制的机理类似，包含重复信号发生器的逆变器控制系统，当指令波形和反馈波形不一致时，在未达到限幅的情况下，控制量幅度会逐周期地增长。因此若系统是稳定的，则可以断定稳态时波形误差为零。

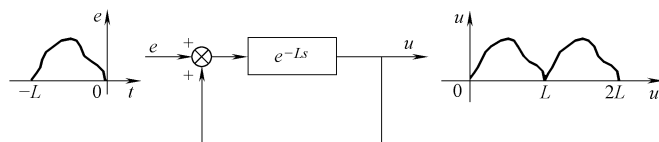


图5-24　重复信号发生器

采用式（5-95）所示内模形式的闭环系统称为重复控制系统。由于式（5-95）中纯延时环节 e^{-Ls} 难以用模拟器件实现，因而在实际应用中，重复控制都是以离散的数字控制实现，其离散传递函数为

$$G(z) = \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} \tag{5-96}$$

式中，N 为一个基波周期内的采样次数。

理想的重复控制系统的结构框图如图5-25所示，其中 $P(z)$ 为被控对象传递函数。

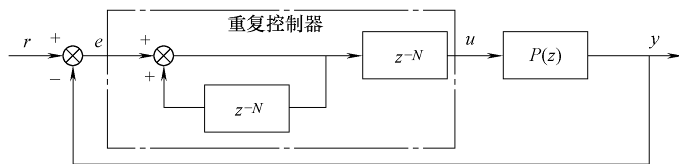


图5-25　理想的重复控制系统

图5-25所示的重复控制器可视为以周期为步长的纯积分环节。虽然这种“纯积分”可以实现理论上的无静差，但是将会给系统带来 N 个位于单位圆上的开环极点，从而使开环系统呈现临界振荡状态。此时只要控制对象的建模稍有偏差，或者控制对象参数稍有变化，闭环系统就很可能失去稳定。因此，实际系统多采用改进的重复控制器，如图5-26所示。

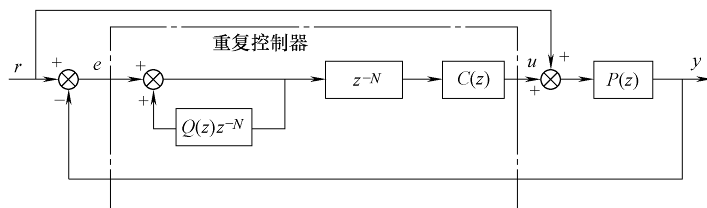


图 5-26 改进的重复控制器

为了改善输出量指令的跟踪速度将受到重复控制器的限制，图 5-29 的控制方案中增加了参考指令的前馈通道。这样的控制结构被称为嵌入式结构。改进的重复控制器各组成部分分别为

1）周期延迟环节 z^{-N}。周期延时环节 z^{-N} 使控制动作延迟一个周期进行，即本周期检测到的误差信息在下一周期才能得到校正。

2）滤波器 $Q(z)$。重复控制中等效的纯积分环节相当于 $Q(z)=1$。为避免闭环系统失去稳定性，实际应用中 $Q(z)$ 常常被设计成略小于 1 的常数，如 0.95 或低通滤波器形式。当被设计成低通滤波时，$Q(z)$ 的一般形式为 $Q(z)z^{-K+M}$，其中 K 为一个周期内系统采样次数，z^{-K+M} 为对低通滤波器的相位滞后补偿。采用滤波器 $Q(z)$ 提高了系统的稳定性，但是牺牲了无静差特性，使纯积分便成了准积分。

3）补偿器 $C(z)$。补偿器 $C(z)$ 是针对控制对象 $P(z)$ 的特性设计的，其作用就是提供相位补偿和幅值补偿，以保证重复控制系统稳定，并在此基础上改善校正效果。

2. 单相全桥无源逆变器的重复控制

下面以单相全桥无源逆变器（见图 5-27）为例介绍重复控制的基本设计思路。对于并网逆变器来说，其基本思路完全一致。

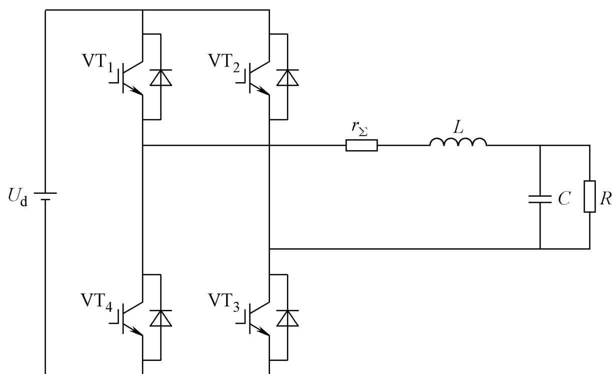


图 5-27 单相全桥无源逆变器

负载为 RLC 二阶电路，忽略电感 L 支路等效电阻 r_{Σ}，其传递函数为

$$P(s)=\frac{1}{LCs^2+\frac{R}{L}s+1} \tag{5-97}$$

利用双线性变换，对式（5-97）离散化，有

$$P(z)=\frac{RT^2(1+z)}{(4RLC+2LT+RT^2)z^2+(2RT^2-8RLC)z+4RLC-2LT+RT^2} \tag{5-98}$$

式中，T 为采样频率。

首先选取滤波器 $Q(z)$。通常 $Q(z)$ 取小于1的常数，$Q(z)$ 越小越能够增强系统鲁棒性，但是同时稳态误差精度就越差；$Q(z)$ 越大越能提高稳态误差精确度，提高系统的输出波形质量，但也越易造成系统振荡。初步选择 $Q(z)$ 为0.95。

其次确定补偿器 $C(z)$。补偿器具有两个主要功能，即相位补偿功能和幅值补偿功能。采用零极点对消法设计补偿器，理想情况下应有 $C(z)=P^{-1}(z)$。由于用这种方法设计的补偿器极点就是受控对象的零点，当零点在单位圆外或单位圆上时，所设计的补偿器就不稳定。在这种情况下不能采用对受控对象 $P(z)$ 直接求逆的方法设计 $C(z)$。此外，在实际应用中由于控制对象的精确模型很难获得，而且模型参数也不可能保持不变，所以实际模型与所获得的模型总有一定偏差，这些都将导致补偿器控制效果变差，甚至导致系统不稳定。为了弥补这个缺点，折中的办法是放弃对被控模型全频段对消，而只对其中低频段对消。设计过程如下：

1）测取对象频率特性，可以选择理论分析、仿真或实验手段。

2）设计补偿器第一部分。根据对象的幅频特性选取合适的补偿器，使得补偿后的对象中低频增益约为1（此即中低频幅频对消）。

3）设计补偿器第二部分。用于抵消被控对象的谐振峰值，使之不破坏系统的稳定性。

4）将补偿器和对象的相频特性叠加，据此并结合系统的采样频率选择合适的超前步长 k，使得在整个中低频段内前相通道的总相移尽量小。

5）选择合适的 K_r。K_r 的可选范围为 0～1。减小 K_r 则增益稳定裕量增大，但会造成收敛速度变慢，稳态误差上升。

6）校验系统稳定性。

综上所述，补偿器 $C(z)$ 可以采用以下形式：

$$C(z)=K_r z^k S(z) \tag{5-99}$$

式中，z^k 为起相位补偿作用的超前环节；K_r 为重复控制器增益；$S(z)$ 为补偿器。

由于负载为二阶环节，为了增强系统的稳定性，需要消除二阶系统的谐振峰。有两种常用的方法来消除谐振峰。一种方法是使用低通滤波器。对于这种方法，通过合理设置滤波器的参数，使其增益在逆变器的截止频率处能衰减至 −20～−30dB，即可消除逆变器的谐振峰。但是由于二阶滤波器有限的增益下降斜率（−40dB/10倍频），要在逆变器截止频率处产生如此高的增益，势必需要将二阶滤波器本身的截止频率设置得低一些。而这样做有一个很大的弊端：在抵消逆变器谐振峰值的同时，也会显著地降低逆变器截止频率以下很宽一段频率范围内的增益。另一种方法就是采用陷波器，也被称为零相移滤波器。此方法对特定的频率有很强的衰减作用，而且衰减速度很快，对周围频段的影响小。通过合理的设计陷波器，使它的最大衰减处恰好位于逆变器的谐振点，最大限度地衰减谐振峰值。而且此函数具有零相移特性，不必进行相位补偿。但是陷波器不具有整个高频段的衰减特性，不能作为低通滤波器单独使用。而二阶滤波器恰好可以弥补这一不足，将两者结合使用可以很好地满足系统的要求。采用梳状带通滤波器的零相移滤波器表达式为

$$F(z)=\frac{z^{N}+a+z^{-N}}{2+a} \tag{5-100}$$

当 $a=2$ 时，$F(z)$ 对特定频率有最强的衰减。此时，阶数 N 可以由下式确定：

$$\omega=\frac{\pi}{NT} \tag{5-101}$$

假设采样频率20kHz，电感 $L=400\mu\text{H}$，电容 $C=9.9\mu\text{F}$。按 $R=30\text{k}\Omega$ 确定控制对象的谐振频率（轻载时谐振峰值较高），有 $\omega\approx\omega_n=1/\sqrt{LC}=1589\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$。由式（5-101）得 $N=4$。从而得到梳状滤波器 $S_1(z)$ 为

$$S_1(z)=\frac{z^{4}+2+z^{-4}}{4} \tag{5-102}$$

控制对象的离散传递函数为

$$P(z)=\frac{0.2994z+0.2994}{z^{2}-1.401z+0.9998} \tag{5-103}$$

如图5-28所示为梳状滤波器 $S_1(z)$ 的伯德图，图5-29为控制对象 $P(z)$、梳状滤波器 $S_1(z)$ 及补偿后 $S_1(z)P(z)$ 的伯德图。由图5-29可以看出，受控对象 $P(z)$ 谐振峰值处的幅值由72dB下降到 −258dB，而对低频段增益基本无影响。

对于二阶滤波器的设计，因为二阶滤波器只提供高频衰减特性，而不是对消对象的谐振峰，所以它的截止频率可以大大提高，甚至可以提高到接近逆变器的截止频率。因此它的加入不会带来显著的低频增益损失。取此低通滤波器的截止频率为逆变器的谐振频率 ω，阻尼系数为0.707，得到的二阶低通滤波器离散化传递函数为

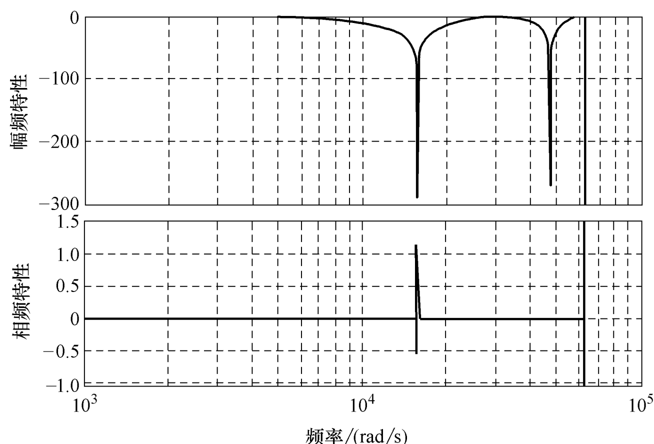


图 5-28　梳状滤波器 $S_1(z)$ 的伯德图

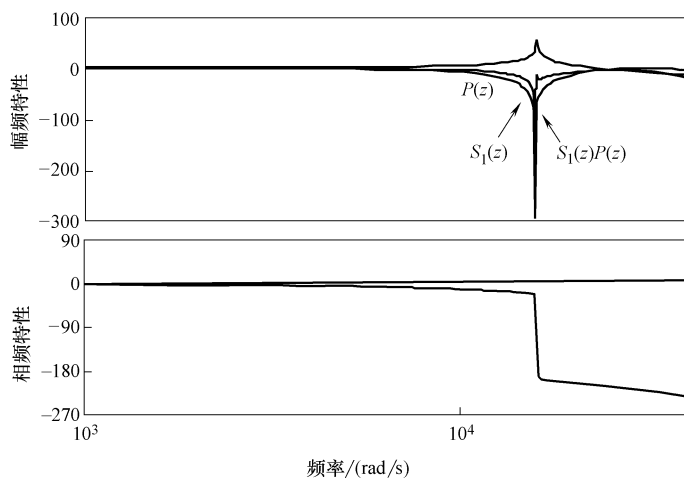


图 5-29　$S_1(z)$、$P(z)$ 与 $S_1(z)P(z)$ 的伯德图

$$S_2(z)=\frac{0.2137z+0.1463}{z^2-0.9651z+0.3251} \tag{5-104}$$

因此，总补偿器为

$$S(z)=S_1(z)S_2(z) \tag{5-105}$$

3. 重复控制的改进

由于重复控制是基于基波周期的误差校正，因此其稳态性能优越，但其暂态特性往往不能满足要求。为了解决这个问题，可采用 PI 控制与重复控制相结合的复合控制。利用 PI 控制对瞬时扰动的抑制作用加快暂态响应时间。重复控制

与 PI 控制的复合控制有两种结构：串联结构和并联结构。

串联结构的重复控制与 PI 控制复合控制的原理框图如图 5-30 所示。这种控制结构实际上是一种多环控制结构，作为重复控制器内环的 PI 闭环系统实际上成为控制对象。通过对 PI 控制器的优化设计，可完全消除被控对象固有的谐振峰。重复控制器中补偿器的设计得到大大的简化，只需要设计低通滤波器和相位补偿器即可。然而，由于多环的动态特性主要由外环决定，对于串联结构的双闭环及重复控制复合控制，其动态特性受重复控制影响很大。尤其在突加或突减负载的情况下，往往要数个基波周期才能稳定。

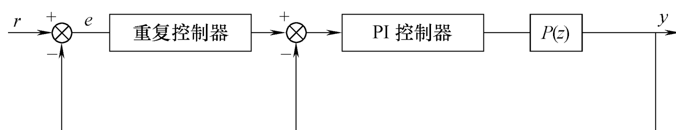


图 5-30　串联结构的重复控制与 PI 控制复合控制的原理图

为了解决上述串联结构动态响应差的问题，可以采用并联结构的重复控制和 PI 控制的复合控制，其原理如图 5-31 所示。并联结构复合控制中，PI 控制器在突加或突减负载方面性能优异，采用经典控制理论设计，实现方便，并且容易稳定。而重复控制器在稳压精度和电压输出质量上较好，但是动态性能和稳定性较差。单纯按照图 5-31 所示方案进行控制，会由于两组调节器相互影响，造成系统不易稳定。因此实际应用中，可以根据输出电压与给定参考电压的偏差量来决定主要采用重复控制器还是 PI 调节器控制。

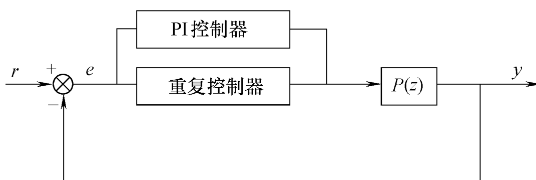


图 5-31　并联结构的重复控制与 PI 控制重复控制原理图

5.4.3.2　比例复数积分控制

1. 比例复数积分控制基本原理

比例复数积分控制器的传递函数为

$$G_{\mathrm{PCI}}(s)=k_{\mathrm{p}}+\frac{k_{\mathrm{i}}}{s-\mathrm{j}\omega_0} \tag{5-106}$$

由式（5-106）可见，比例复数积分控制器在基波频率 ω_0 处的增益趋于无穷大。

单相并网逆变器拓扑结构如图 5-32 所示。并网逆变器工作于电流控制模式，采用比例复数积分控制时，系统的结构框图如图 5-33 所示。

由于比例复数积分控制器在基波频率 ω_0 处的增益趋于无穷大，因此其对稳态误差的消除和抗干扰能力非常强。

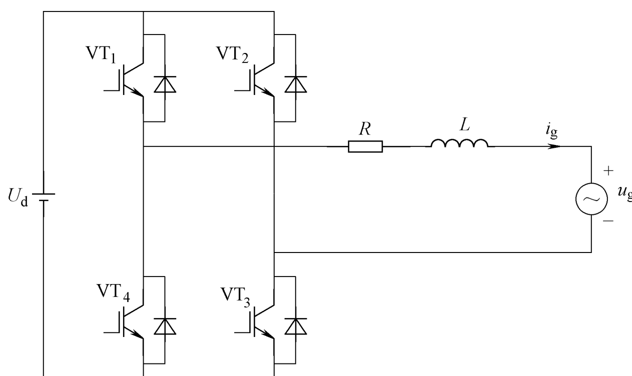


图 5-32 单相并网逆变器拓扑结构

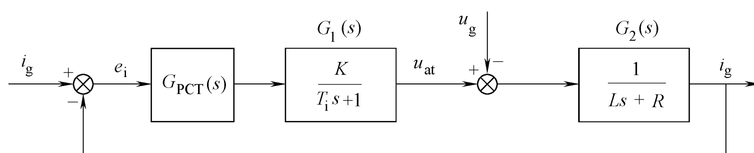


图 5-33 比例复数积分控制的单相并网逆变器系统结构框图

2. 比例复数积分控制的设计思路

假设系统参数如下：电网电压为 120V/50Hz，直流母线电压 250V，系统开关频率 10kHz，滤波电感 3mH（0.2Ω）。

首先设计比例系数 k_p，为了保证系统具有较快的响应速度，同时避免放大噪声，系统带宽范围一般选择高于基波频率 10 倍且低于开关频率 1/10，因此系统带宽 f_b 选择范围为 $500 < f_b < 1000$。

为了得到系统带宽的表达式，首先根据系统闭环传递函数求出系统闭环幅频特性。系统闭环传递函数及其幅频特性和相频特性如下：

$$T(s)=\frac{I_g(s)}{I_g^*(s)}=\frac{K(k_p s+k_i-\mathrm{j}\omega_0 k_p)}{Ls^2+(Kk_p+R-\mathrm{j}\omega_0 L)s+Kk_i-\mathrm{j}\omega_0(Kk_p+R)} \tag{5-107}$$

$$|T(s)|=\frac{K\sqrt{k_i^2+k_p^2(\omega-\omega_0)^2}}{\sqrt{(L\omega\omega_0-L\omega^2+Kk_i)^2+(Kk_p+R)^2+(\omega-\omega_0)^2}} \tag{5-108}$$

$$\angle T(s)=\arctan\left[\frac{k_p(\omega-\omega_0)}{k_i}\right]-\arctan\left[\frac{(Kk_p+R)(\omega-\omega_0)}{L\omega\omega_0-L\omega^2+Kk_i}\right] \tag{5-109}$$

只考虑 k_p 时，系统闭环幅频特性如下：

$$|T(s)|=\frac{Kk_p}{\sqrt{(L\omega)^2+(Kk_p+R)^2}} \tag{5-110}$$

系统带宽定义为当系统闭环幅频特性的幅值降到 −3dB 时，对应的频率为 ω_b，$0\sim\omega_b$ 的频率范围称为系统的带宽。这里选择系统带宽 $f_b=650\text{Hz}$ 即 $\omega_b=4100\text{rad/s}$，代入式（5-107）可得 $k_p=0.1$。

然后设计复数积分系数 k_i。引入 k_i 后系统带宽将发生变化，为了保证系统带宽在要求范围之内，选择 $f_b=690\text{Hz}$ 即 $\omega_b=4330\text{rad/s}$，根据式（5-108）计算得 $k_i=20$。

参数设计之后，可以观察系统的动静态特性。先给出系统抗扰特性传递函数及其幅频特性和相频特性如下：

$$D(s)=\frac{U_g(s)}{I_g^*(s)}=\frac{s-j\omega_0}{Ls^2+(Kk_p+R-j\omega_0L)s+Kk_i-j\omega_0(Kk_p+R)} \tag{5-111}$$

$$|D(s)|=\frac{|\omega-\omega_0|}{\sqrt{(L\omega\omega_0-L\omega^2+Kk_i)^2+(Kk_p+R)^2+(\omega-\omega_0)^2}} \tag{5-112}$$

$$\angle D(s)=\arctan(\omega-\omega_0)-\arctan\left[\frac{(Kk_p+R)(\omega-\omega_0)}{L\omega\omega_0-L\omega^2+Kk_i}\right] \tag{5-113}$$

根据式（5-107）~式（5-109）以及式（5-111）~式（5-113）可得到闭环系统的伯德图，如图 5-34 所示。

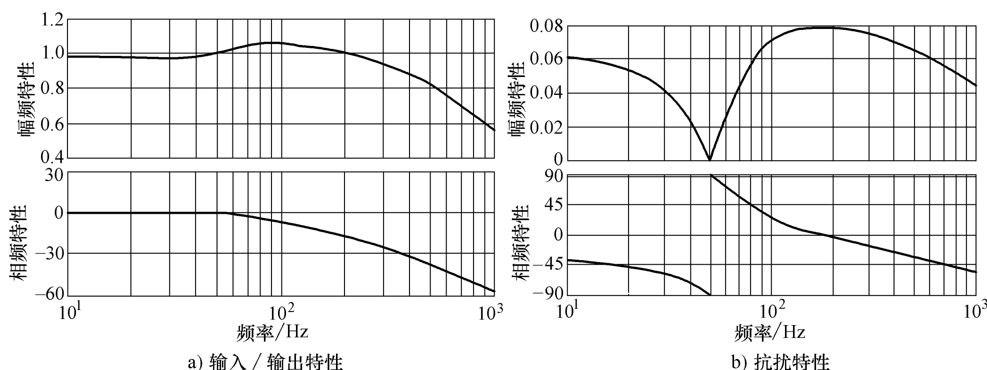


图 5-34　比例复数积分控制下的闭环系统伯德图

由图 5-34a 和式（5-108）、式（5-109）可见，闭环系统在基波频率处的幅频特性为 1，相频特性为 0；而由图 5-34b 和式（5-111）、式（5-112）可见，系统的抗扰幅频特性在基波频率处为 0，相频特性也为 0。这说明系统实现了零稳态误差控制。

传统控制器一般为实数域控制器，而 PCI 控制器中存在复数 j，为复数域控制器，给控制器实现带来了一定困难。然而，根据复变函数理论可知，j 代表幅值不变，相位正向旋转 90°。在三相系统中，利用 $\alpha\beta$ 坐标系变量 $m_\alpha=jm_\beta$ 这一关系巧妙地实现 j，如图 5-35 所示。

5.4.4　非线性控制

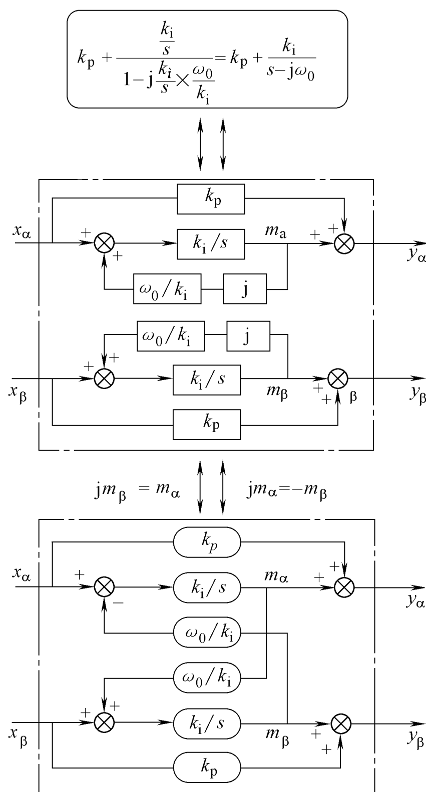


图5-35　比例复数积分控制的具体实现

前面介绍的各种控制策略都是基于线性系统的。而并网逆变器本身由于电力电子器件的存在，它是一种强耦合、时变的非线性系统。正如前面介绍的那样，采用线性控制的手段控制逆变器，必须先提取逆变器的数学模型，并进行线性化。在这些过程中必须采取大量的近似和简化，因此最终得到的数学模型与实际系统存在非常大的偏差。为此，出现了非线性控制方法。非线性控制方法也有两种思路，一种是不需要提取数学模型，把逆变器当做“黑箱”，只对需要控制的信号实施直接的控制手段，滞环控制就是这种思路的典型方法；另一种是仍要提取数学模型，但无须对数学模型进行线性化近似，直接对非线性的数学模型采取控制，变结构控制是这种思路的典型方法。下面，分别对这两种方法进行介绍。

5.4.4.1　滞环控制

滞环控制是一种应用广泛的闭环电流跟踪控制方法。滞环控制器具有闭环调节器和脉宽调制器的双重作用，可以将误差信号直接转换为开关的PWM控制信号。将其应用于单相并网逆变器电流控制的结构图如图5-36所示。通过同步电路和乘法电路获得与电网电压同频同相位的并网电流指令信号 i_g^*，与实际检测的并网电流 i_g 比较后获得的偏差 Δi_g 作为滞环比较器的输入，通过滞环比较器得到开关需要的PWM信号，从而控制并网电流。

由于开关频率远大于电网电压的频率，因此在一个开关周期可以认为电网电压 u_g 和给定电流 i_g 保持恒定，并且设滞环宽度为 H。当开关管 VT_1 和 VT_4 导通时有

$$U_{dc} - u_g = L\frac{di_g}{dt} \tag{5-114}$$

根据滞环比较的条件可以得到开通时间为

$$T_{on} = \frac{2H}{di_g/dt} = \frac{2HL}{U_{dc} - u_g} \tag{5-115}$$

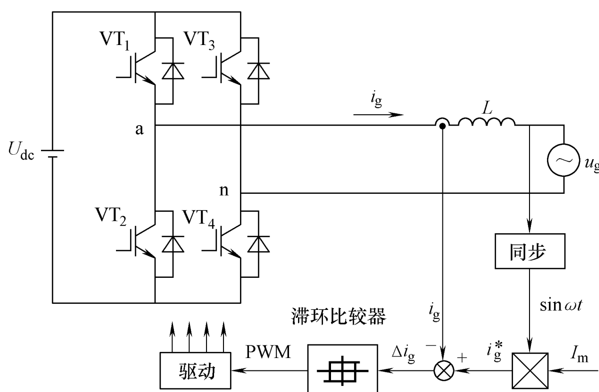


图 5-36　单相并网逆变器的滞环电流控制

同理可得关断时间为

$$T_{\text{off}} = \frac{2HL}{U_{\text{dc}} + u_{\text{g}}} \tag{5-116}$$

根据式（5-115）和式（5-116）可以得到开关频率为

$$f_{\text{s}} = \frac{U_{\text{dc}}^2 - u_{\text{g}}^2}{4HLU_{\text{dc}}} \tag{5-117}$$

通常逆变器输入电压 U_{dc} 可以认为是基本恒定，因此由式（5-139）可知，开关频率 f_{s} 与电网电压 u_{g}、输出电感 L 和滞环宽度 H 有关。当电感 L 和滞环宽度 H 确定后，由于电网电压是按正弦规律变化的，因此开关频率是变化的。开关频率与下述因素有关：

1）开关频率与滞环宽度成反比，滞环越宽，开关频率越低。

2）变流器直流侧电压越大，交流电流变化率越快，开关频率也越大。在电网电压过零点时，开关频率最高，在电网电压峰值处，开关频率最低。

3）交流侧电感 L 越大，交流电流变化率越慢，开关频率也越小。

4）与参考电流的变化率有关，参考电流变化率越大，开关频率越小；参考电流变化率越小，开关频率越大。

可以根据需要的电流脉动量确定滞环宽度 H，然后根据电路允许的最高开关频率和最低开关频率可以确定电感 L。

滞环电流控制具有如下特点：

1）硬件电路简单；

2）属于实时控制方式，电流响应快；

3）不用载波，输出波形中不含特定频率的谐波分量；

4）属于闭环控制，跟踪性能好；

5）开关频率不固定，输出电流中谐波含量较多。

滞环控制也同样可以应用于电压跟踪控制。由于电压型逆变器的输出电压为PWM波，含有大量谐波，因此在实现电压滞环控制的时候，必须先对实际电压信号进行滤波处理。

滞环控制的开关频率不固定，严格意义上讲不属于传统的定频调宽PWM。不固定的开关频率使得滞环PWM在开关器件选择、滤波参数设计及热稳定性设计等方面都存在许多困难，因此在大功率电力变换器中应用非常有限。为此，很多开关频率固定或开关频率变化范围有限的新型滞环PWM技术被相继提出来，这些新技术正在研究和发展中。

5.4.4.2 单周期控制

单周期控制是一种优秀的跟踪控制策略。采用单周期控制实现三相逆变器并网，有以下优点：①控制电路结构简单（复位积分器和一些线性逻辑器件）；②动态响应快；③开关损耗低。在同一时间内，逆变器六开关只有两个开关动作，整流器六开关有四个动作。

对于并网型逆变器，要求输出电流畸变率低、功率因数高。一般方法是控制逆变器输出电流和电网电压同相，通过减小无功输出功率来达到最大有功功率输出。

为了便于分析三相并网逆变器的单周期控制，将三相逆变器在六个区间内等效为双并联Buck型逆变器，三相并网逆变器六个区间划分如图5-37所示。六段区间的划分可以通过过零检测的方法实现，每相电压的过零点处为一个区间划分点。

在区间Ⅰ（0～60°）内，$u_a>0$，$u_b<0$，$u_c>0$，开关管VT_6在整个区间内一直导通，控制另外两个开关管VT_1和VT_5来使平均电流i_a和i_c分别跟踪电压u_a和u_c，VT_2、VT_3和VT_4一直关断。即在每一时刻，只有两个开关动作，这就大大降低了开关损耗。由于三相电压的对称性，电流i_b自动跟踪电压u_b。由此得到单位功率因数。忽略交流侧电阻，逆变器在此区间等效为双并联Buck逆变器的拓扑结构如图5-38所示。

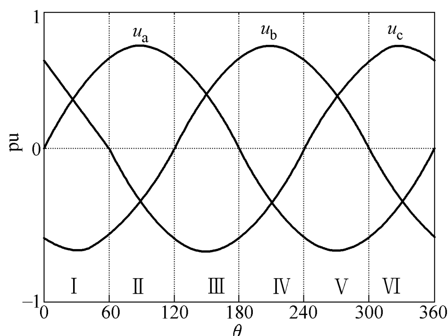


图5-37 三相正弦电压一个周期内的六个区间

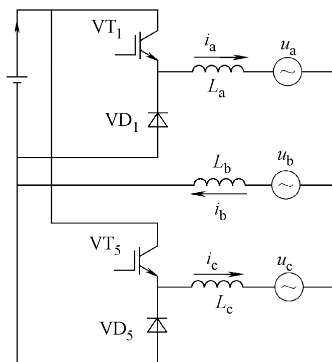
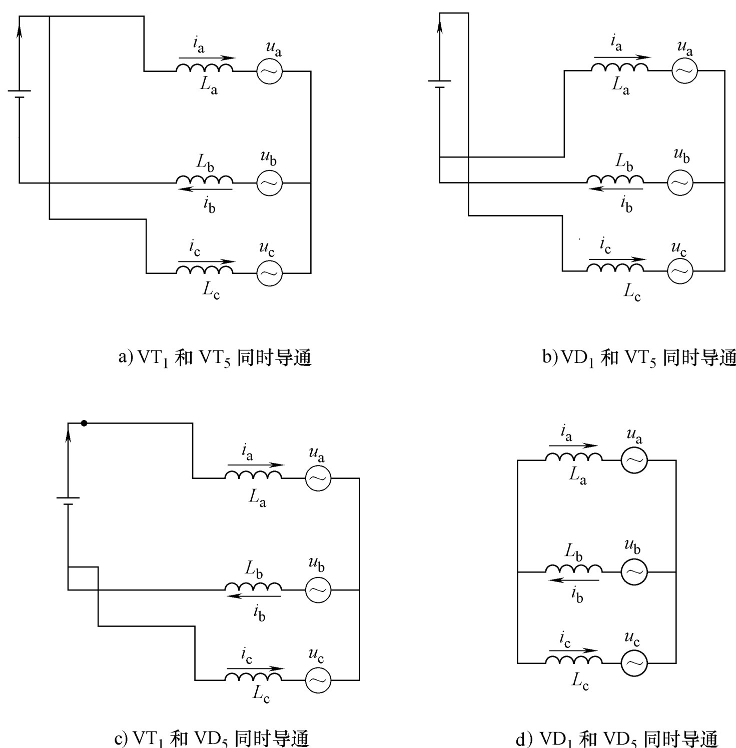


图5-38 区间Ⅰ的等效双并联Buck逆变器结构

变换器工作在恒定开关频率下，VT_1 和 VT_5 有四种开关状态，如图 5-39 所示。而在一个开关周期内，仅存在两种开关次序，如图 5-39a、5-39b、5-39d 或图 5-39a、5-39c、5-39d 所示。由于开关频率远大于工频频率，可以由图 5-38 得到



a) VT_1 和 VT_5 同时导通

b) VD_1 和 VT_5 同时导通

c) VT_1 和 VD_5 同时导通

d) VD_1 和 VD_5 同时导通

图 5-39　区间 Ⅰ 四种开关模式

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{E}\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_a \\ u_c \end{bmatrix} \tag{5-118}$$

以单位功率因数运行，则输出的电流与电网电压同频同相，则有

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = K_1\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - K_2\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \tag{5-119}$$

考虑到交流侧电阻 R_s，由（5-119）可得

$$R_S\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} = K_1R_S\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} u_a \\ u_c \end{bmatrix} - K_2R_S\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} u_a \\ u_c \end{bmatrix} \tag{5-120}$$

把式（5-118）代入式（5-120），并定义 $K=K_1R_S$，$U_m=K_2R_SE$ 则可得

$$R_S\begin{bmatrix}2 & 1\\1 & 2\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}i_a\\i_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Ku_{ab}-U_m d_a\\Ku_{cb}-U_m d_c\end{bmatrix} \tag{5-121}$$

式（5-121）即为区间Ⅰ（0～60°）的单周控制模型，式中 K 和 U_m 将控制输出电流的大小。

同理，其余五个区间的等效电路与控制模型很容易推导，电压空间矢量区间划分电路将三相电压按照图 5-37 的方式划分为六个区间并生成区间选择信号，作为电流选择电路。电压选择电路和输出模块的选择信号，每个区间对应的参数见表 5-4。具体使用时，只要用对应区间的 u_1、u_2 替换 u_{ab}、u_{cb}，i_1、i_2 替换 i_a、i_c 即可。

表 5-4 各区间控制参数及开关表

区间	u_1	u_2	i_1	i_2	S_{a1}	S_{a2}	S_{b1}	S_{b2}	S_{c1}	S_{c2}
0°～60°	u_{ab}	u_{cb}	i_a	i_c	S_1	OFF	OFF	ON	S_2	OFF
60°～120°	u_{ab}	u_{ac}	$-i_b$	$-i_c$	ON	OFF	OFF	S_1	OFF	S_2
120°～180°	u_{bc}	u_{ac}	i_b	i_a	S_2	OFF	S_1	OFF	OFF	ON
180°～240°	u_{bc}	u_{ba}	$-i_c$	$-i_a$	OFF	S_2	ON	OFF	OFF	S_1
240°～300°	u_{ca}	u_{ba}	i_c	i_b	OFF	ON	S_2	OFF	S_1	OFF
300°～360°	u_{ca}	u_{cb}	$-i_a$	$-i_b$	OFF	S_1	OFF	S2	ON	OFF

完整的单周期控制三相并网逆变器的控制框图如图 5-40 所示。此控制器可以分为三个部分：①电网电压与其对应的输出电流的选择，得到 u_1，u_2，i_1，i_2；②控制核心——单周控制电路，包括加法器、比较器、可复位积分器和触发器等；③输出驱动信号选择电路。

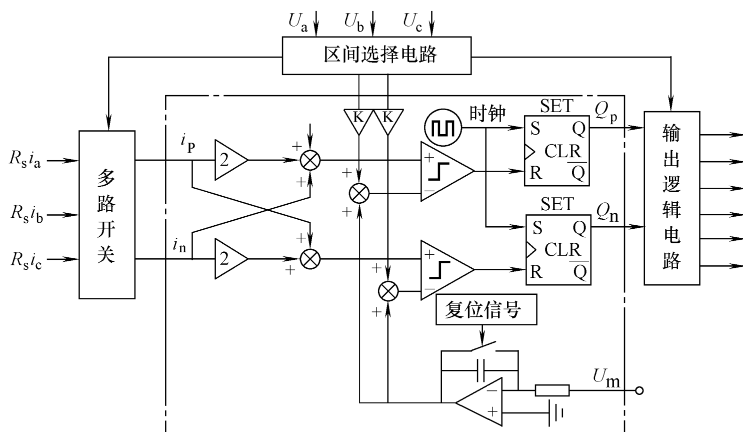


图 5-40 三相并网逆变器单周期控制框图

5.4.4.3 变结构控制

变结构控制是一种非线性控制策略，广泛应用于各种控制系统中。变结构控

制的非线性表现为控制的不连续性，而且在控制过程中不断地改变。变结构控制的通常法则是：每当系统相空间中的运动点穿越某些曲面（超曲面）时，就改变系统的结构。而这些曲面的形状本质上取决于控制对象的类型。对于电力电子变换器而言，每种开关状态的组合对应着不同的电路结构，开关动作就是从某一种电路结构到另一种电路结构的穿越。这与变结构控制的基本法则非常相似，因此变结构控制非常适用于电力电子变换器。变结构控制中最常用的是滑模控制，以下先介绍滑模控制的基本原理，再介绍其在并网逆变器中的应用。

1. 滑模控制原理

（1）滑模控制的基本问题

设某一系统为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}=f(x,u,t)x\in R^n,u\in R^m,t\in R \\ y=h(x)y\in R^L,n\geqslant m\geqslant L\end{cases} \tag{5-122}$$

$$u_\mathrm{i}=\begin{cases}u_i^+(x) & s_i(x)>0 \\ u_i^-(x) & s_i(x)<0\end{cases} \tag{5-123}$$

式中，$u_i^+(x)\neq u_i^-(x)(i=1,2,\cdots\cdots,m)$，这也使得：

1）滑动模态存在；

2）满足可到达性条件：在切换面 $s_i(x)=0$ 以外的状态点都将于有限的时间内达到切面；

3）滑模运动的稳定性良好；

4）变结构的运动品质良好。

以上前三项是滑模变结构的三个基本问题。满足这三个条件的控制就是滑模变结构控制，简称滑模控制，实现这种控制策略的控制算法通称为滑模控制器。

（2）滑模控制的基本策略

滑模控制有以下集中基本控制策略：

1）常值切换控制

$$\begin{aligned}u_i&=k_i^+ \quad s_i(x)>0\\ u_i&=k_i^- \quad s_i(x)<0\end{aligned} \tag{5-124}$$

2）函数切换控制

$$\begin{aligned}u_i&=u_i^+(x) \quad s_i(x)>0\\ u_i&=u_i^-(x) \quad s_i(x)<0\end{aligned} \tag{5-125}$$

3）比例切换控制

$$u_j = \varphi_{ij} x_i$$
$$\varphi_{ij} = \alpha_{ij} \quad x_i s_j(x) > 0 \tag{5-126}$$
$$\varphi_{ij} = \beta_{ij} \quad x_i s_j(x) < 0$$

式中，α_{ij}和β_{ij}是实数。

2. 滑模控制的动态品质

滑模控制的运动由两部分组成：第一部分是系统在连续控制的正常运动，在状态空间中运动轨迹全部位于切换面以外，或者有限地穿越切换面；第二部分是系统在切换面附近沿切换面滑模运动。按变结构控制原理，正常运动段必须满足滑动模态的可达性条件。为了改善这段运动的动态品质，在一定程度上，可以用规定“趋近率”的办法加以控制。在广义滑模条件下，根据需要规定如下一些趋近率：

1）等速趋近率

$$\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = -\varepsilon \cdot \mathrm{sign}(s) \qquad \varepsilon > 0 \tag{5-127}$$

2）指数趋近率

$$\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = -\varepsilon \cdot \mathrm{sign}(s) - ks \qquad \varepsilon > 0, k > 0 \tag{5-128}$$

3）幂次趋近率

$$\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = -k|s|^{\alpha} \cdot \mathrm{sign}(s) \qquad k > 0, 0 < \alpha < 1 \tag{5-129}$$

4）一般趋近率

$$\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = -\varepsilon \cdot \mathrm{sign}(s) - f(s) \tag{5-130}$$

在滑模运动段，实际上也由两部分构成：一部分是系统运动点在切换面附近上下穿行，该部分运动的产生使切换开关具有时间或者空间滞后；另一部分是系统沿滑动模态的极限运动。

3. 滑模控制在三相并网逆变器电流控制中的应用

三相电压型并网逆变器的结构如图5-21所示。前面已经得到其在两相旋转坐标系下的数学模型为

$$L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{d}} \\ i_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{\mathrm{S}} & \omega L \\ -\omega L & -R_{\mathrm{S}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\mathrm{d}} \\ i_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} - \frac{E}{2}\begin{bmatrix} u_{\mathrm{d}} \\ u_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{\mathrm{d}} \\ e_{\mathrm{q}} \end{bmatrix} \tag{5-131}$$

在线性控制方法中，需要对式（5-132）进行线性化处理。在滑模控制中，则可以直接构造滑模控制器，构造方法如下。

考虑引入电流状态反馈（$\omega L i_{\mathrm{q}}$ 和 $\omega L i_{\mathrm{d}}$）进行系统解耦；而引入电网电压（e_{d}、e_{q}）作前馈补偿，令

$$\begin{aligned} D_d &= -e_d + \omega L i_q \\ D_q &= -e_q + \omega L i_d \end{aligned} \tag{5-132}$$

将式（5-132）代入式（5-131），有

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} &= -\frac{R}{L}i_d + \frac{1}{L}\left(D_d - \frac{E}{2}u_d\right) \\ \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} &= -\frac{R}{L}i_q + \frac{1}{L}\left(D_q - \frac{E}{2}u_q\right) \end{aligned} \tag{5-133}$$

定义电流误差为

$$e_{id} = i_d - i_d^*; \quad e_{iq} = i_q - i_q^* \tag{5-134}$$

电流指令可看作常量，于是有

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}ei_d}{\mathrm{d}t} &= \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}ei_q}{\mathrm{d}t} &= \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} \end{aligned} \tag{5-135}$$

对电流误差列状态方程，有

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}ei_d}{\mathrm{d}t} &= -\frac{R}{L}ei_d + \frac{1}{L}\left(Q_d - \frac{E}{2}u_d\right) \\ \frac{\mathrm{d}ei_q}{\mathrm{d}t} &= -\frac{R}{L}ei_q + \frac{1}{L}\left(Q_q - \frac{E}{2}u_q\right) \end{aligned} \tag{5-136}$$

式中

$$\begin{aligned} Q_d &= D_d - Ri_d^* \\ Q_q &= D_q - Ri_q^* \end{aligned} \tag{5-137}$$

式（5-133）中可以将 D_d，D_q 看成是扰动项，因此可以设计一个控制量来减弱此扰动项的影响。可以设计一个滑模控制器来处理 D_d，D_q 的扰动。提出的滑模控制器如下：

$$\begin{aligned} u_d^* &= \begin{cases} Ri_d^* - \dfrac{e_{id}}{|e_{id}|}\rho_d & |e_{id}| \neq 0 \\ \dfrac{2Ri_d^*}{E} & |e_{id}| = 0 \end{cases} \\ u_q^* &= \begin{cases} \dfrac{2}{E}\left(Ri_q^* - \dfrac{e_{iq}}{|e_{iq}|}\rho_q\right) & |e_{iq}| \neq 0 \\ \dfrac{2Ri_q^*}{E} & |e_{iq}| = 0 \end{cases} \end{aligned} \tag{5-138}$$

式中，ρ_d、ρ_q 定义成 D_d、D_q 的最大值。

在实际控制过程中，根据实际的物理量，给出相应的式（5-137）的控制量，即可实现电流的变结构控制。

5.4.4.4 李亚普诺夫函数法控制

李亚普诺夫函数法控制是非线性控制理论中的一种控制方法，将其应用于光伏并网逆变器中，可直接实现非线性控制，且具有良好的动态性能，同时还可实现光伏阵列的最大功率点跟踪控制。

1. 非线性数学模型

三相光伏并网的拓扑结构如图5-21所示。由于光伏阵列的直流电压往往随环境条件波动，因此将直流侧电压和交流侧电流一并作为被控对象进行控制。直流侧电压的三相并网逆变器在两相旋转坐标系下的数学模型可表示为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L}i_{\mathrm{d}}+\omega i_{\mathrm{q}}+\dfrac{1}{L}(e_{\mathrm{d}}-u_{\mathrm{dc}}u_{\mathrm{d}})\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L}i_{\mathrm{q}}-\omega i_{\mathrm{d}}+\dfrac{1}{L}(e_{\mathrm{q}}-u_{\mathrm{dc}}u_{\mathrm{q}})\\ \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{3}{2Cu_{\mathrm{dc}}}(u_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}+u_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}})-\dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{R_{\mathrm{L}}C}\end{cases} \tag{5-139}$$

式中，u_{dc}为直流电压瞬时值；C为直流侧电容值；R_{L}为光伏阵列等效输出阻抗。

上面的方程组表示的系统为多输入多输出的非线性系统。为了方便对系统进行分析，将此系统写成如下的状态矩阵形式：

$$X=f(X)+GU \tag{5-140}$$

式中，$X=(x_1,\ x_2,\ x_3)^T$；$U=(u_1,\ u_2)^T$；$f(X)=[\ f_1(X),f_2(X),f_3(X)]^T$；

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix}g_1 & 0\\ 0 & g_2\\ 0 & 0\end{bmatrix} \tag{5-141}$$

对比式（5-139），可知

$$X=\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_{\mathrm{d}}\\ i_{\mathrm{q}}\\ u_{\mathrm{dc}}\end{bmatrix} \tag{5-142}$$

$$U=\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_{\mathrm{d}}\\ u_{\mathrm{q}}\end{bmatrix} \tag{5-143}$$

$$f(X)=\begin{bmatrix}-R_{\mathrm{s}}x_1/L+\omega x_2\\ -R_{\mathrm{s}}x_2/L-\omega x_1\\ \dfrac{3}{2Cx_3}(u_{\mathrm{d}}x_1+u_{\mathrm{q}}x_2)-\dfrac{x_3}{R_{\mathrm{L}}C}\end{bmatrix} \tag{5-144}$$

$$G=\begin{bmatrix}1/L & 0\\ 0 & 1/L\\ 0 & 0\end{bmatrix} \tag{5-145}$$

式（5-142）就是光伏并网逆变器的非线性数学模型。

2. 控制李亚普诺夫函数法的原理

对于非线性自治系统 $\dot{x}=f(x)$，根据非线性系统理论，有下面的定理。

定理 1：设集合 $x=0$ 是 $\dot{x}=f(x)$ 的一个平衡点，V: $R^n\to R$ 是一个连续一致可微函数，并满足

$$V(0)=0, 且\ V(x)>0, \forall x\neq 0$$

$$\|x\|\to\infty\Rightarrow V(x)\to\infty, \dot{V}(x)<0, \forall x\neq 0$$

那么，$x=0$ 是全局渐进稳定的平衡点。

定理 2：设集合 $x=0$ 是 $\dot{x}=f(x)$ 的平衡点，并假定 f 是满足局部 Lipschitz 条件的，$V(x)$ 是一连续可微，正定，径无界（$\|x\|\to\infty\Rightarrow V(x)\to\infty$）的函数，若

$$\dot{V}(x)=\frac{\partial V}{\partial x}(x)\cdot f(x,\alpha(x))\leqslant -W(x)\leqslant 0, \forall x\in R^n \tag{5-146}$$

式中，$W(x)$ 是一个连续函数。那么方程 $\dot{x}=f(x)$ 的所有解都是全局渐进稳定的。另外，若 $W(x)$ 是正定的，那么 $x=0$ 是全局渐进稳定的。

那么对于非线性系统 $\dot{x}=f(x, u)$，其中 $x\in R^n$，$u\in R$，可设计一个反馈控制率 $u=\alpha(x)$，使闭环系统

$$\dot{x}=f(x,\alpha(x)) \tag{5-147}$$

在平衡点 $x=0$ 处全局渐进稳定。

从以上分析和定理 2 可以看出，只要选择一个合适的控制李亚普诺夫函数 $V(x)$，并使它沿着式（5-147）的轨迹，满足 $\dot{V}(x)<-W(x)$ 即可。其中，$W(x)$ 是正定的。

3. 光伏并网逆变器的非线性控制设计

由于并网逆变器的控制目标是将网侧电流正弦化，且为单位功率因数。因而并网逆变器与电网之间没有无功功率交换，控制时主要的控制目标是控制系统的线电流和电容电压，于是可以得到下面的输出方程

$$\begin{cases}y_1=\gamma i_d+\beta i_q=\gamma x_1+\beta x_2\\ y_2=u_{dc}=x_3\end{cases} \tag{5-148}$$

由于控制时为了使 u_{dc} 跟随指令值 E（由 MPPT 算法获得），且使得电网获得单位功率因数，也即无功功率 $Q=0$ 或 $i_q=0$，从而上式可选择 $\gamma=0$，$\beta=1$，以实现对 i_q 的控制。由输出方程及以上分析可以看出，（0，E）为（i_q，u_{dc}）的期望工作点，控制器的设计目标也就是将（0，E）作为（i_q，u_{dc}）的工作点。

在模型式（5-140）的分析中发现，平衡点处，$\boldsymbol{X}=0$，即 $i_d=i_q=u_{dc}=0$，这显然是实际系统所不允许的。于是，考虑用坐标变换的方法将系统的期望工作点（i_d，0，E）变换为新系统的全局渐近稳定平衡点（0，0，0），并通过对 x_1 的控制实现对 x_3 的控制，使新的系统满足定理2中所要求的全局渐近稳定的条件。据此，为了找出合适的控制李亚普诺夫函数，先做如下的变换。

设 $\alpha(E)=\dfrac{2E^2}{3R_L u_d}$，令 $z_1=x_1-\alpha(E)$，$z_2=x_2$，$z_3=x_3-E$，代入式（5-140），可得到与原系统等价的新系统，为

$$\dot{Z}=\begin{bmatrix} -R_s(z_1+\alpha(E))/L+\omega z_2 \\ -R_s z_2/L-\omega(z_1+\alpha(E)) \\ \dfrac{3}{2C(z_3+U_{dc})}(u_d(z_1+\alpha(E))+u_q z_2)-\dfrac{z_3+U_{dc}}{R_L C} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\boldsymbol{U} \tag{5-149}$$

根据式（5-149），应用定理2，原问题就转化为求适当的控制输入的问题。使式（5-149）全局渐近稳定于原点，也就实现了对无功电流的控制和对最大功率点的跟踪。

下面根据定理2，利用控制李亚普诺夫函数 $V(z)$ 来确定控制率 $\boldsymbol{U}$。取 $V(z)=(z_1^2+z_2^2+z_3^2)/2$，则有

$$V(z)=(z_1\dot{z}_1+z_2\dot{z}_2+z_3\dot{z}_3) \tag{5-150}$$

将式（5-149）中的 z_1、z_2、z_3 代入式（5-150），化简可得

$$\begin{aligned} V(z)=&-\frac{R_s}{L}z_1^2-\frac{R_s}{L}z_2^2-\frac{1}{R_L C}z_3^2+\frac{1}{L}z_1u_1+\frac{1}{L}z_2u_2+ \\ &\frac{3z_3}{2C(z_3+E)}(u_d(z_1+\alpha(E))+u_q z_2)- \\ &\frac{E}{R_L C}z_3-\frac{R_s}{L}\alpha(E)z_1-\alpha(E)\omega z_2 \end{aligned} \tag{5-151}$$

要使 $V(z)$ 负定，只需令后六项之和为0，即

$$\frac{1}{L}z_1u_1+\frac{1}{L}z_2u_2+\frac{3z_3}{2C(z_3+E)}(u_d(z_1+\alpha(E))+u_q z_2)-\frac{E}{R_L C}z_3-\frac{R_s}{L}\alpha(E)z_1-\alpha(E)\omega z_2=0 \tag{5-152}$$

移项，整理得

$$\begin{aligned} z_1u_1+z_2u_2=&\frac{EL}{R_L C}z_3-\frac{3z_3Lu_d}{2C(z_3+E)}z_1-\frac{3z_3Lu_q}{2C(z_3+E)}z_2-\frac{3z_3Lu_d\alpha(E)}{2C(z_3+E)}+ \\ &R_s\alpha(E)z_1+L\alpha(E)\omega z_2 \end{aligned} \tag{5-153}$$

令

$$z_1u_1=\frac{EL}{R_LC}z_3-\frac{3z_3Lu_d}{2C(z_3+E)}z_1-\frac{3z_3Lu_d\alpha(E)}{2C(z_3+E)}+R_s\alpha(E)z_1 \tag{5-154}$$

$$z_2u_2=-\frac{3z_3Lu_q}{2C(z_3+E)}z_2+L\alpha(E)\omega z_2 \tag{5-155}$$

则可得控制率为

$$u_1=R_s\alpha(E)-\frac{3z_3Lu_d}{2C(z_3+E)}+\left(\frac{EL}{R_LC}-\frac{3Lu_d\alpha(E)}{2C(z_3+E)}\right)\frac{z_3}{z_1} \tag{5-156}$$

$$u_2=-\frac{3z_3Lu_q}{2C(z_3+E)}+L\alpha(E)\omega \tag{5-157}$$

将式（5-156）、式（5-157）代入式（5-143），即可得控制率 $\boldsymbol{U}$。

由于参数 R_s、L、R_L 和 C 都是正数，因此设计出的控制率 $\boldsymbol{U}$ 可以满足定理 2 的要求，在平衡点 $z=0$ 处全局渐进稳定。

系统控制框图如图 5-41 所示。

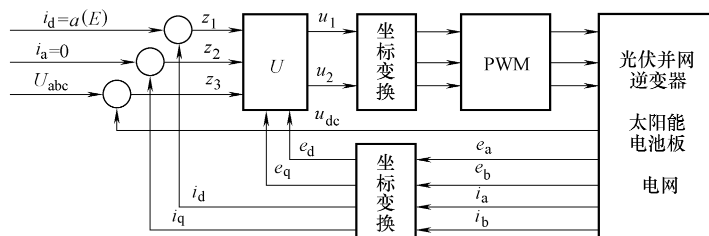


图 5-41　光伏并网逆变器非线性控制框图

5.4.5　并网逆变器直流侧控制

在前面介绍的逆变器并网控制策略中，大多有一个隐含假设，即直流侧电压是稳定的恒定的电压。而事实上在光伏发电系统中，光伏阵列的输出电压是随环境因素变化的，因此直流侧电压稳定的恒定的假设就成了问题。直流侧电压不稳定，或者说直流侧电压有波动，会导致低次谐波分量渗入交流网侧，造成波形畸变。

为了解决这一问题，有两种思路。一种是在直流侧设置平波环节。常规上，电压型逆变器的直流侧都要并联电容进行滤波，但电容滤波对低频信号的作用有限，且在体积、效率和成本等方面都存在问题。在光伏系统中，通常在光伏阵列与逆变器之间加入一级 DC-DC 变换器，也可以通过这个 DC-DC 变换器实现稳压，这就是光伏系统的所谓恒压控制。恒压控制在一定条件下，可以使光伏系统工作在最大功率点附近，因此也是目前光伏并网逆变器中最常用的控制方案。但恒压控制不能保证光伏系统在环境条件大幅度变化时的最大功率点跟踪控制。如

果采用最大功率点跟踪控制方案，则逆变器的直流侧电压又不能保持稳定。这时，可在直流母线上并联具有DC-DC变换器的储能系统，如蓄电池、超级电容和燃料电池等，利用这些储能设备平抑直流电压；但要完全实现平抑直流电压的功能，储能系统的容量会非常大。以上两种方案，是在直流侧设置平波环节的典型方案；除了这几种以外，还可以在直流侧设置直流有源滤波器。

解决直流侧波动问题的第二个思路是通过对逆变器的控制来实现直流侧电压的稳定。这也以下着重讨论的。在进行这方面讨论之前，先分析一下直流侧波动引起交流侧波形畸变的原因。

5.4.5.1 直流侧波动对交流侧波形的影响

1. 定性分析

对于单相全桥逆变器而言，可采用单极倍频SPWM技术控制开关动作。在PWM中，一般载波频率远远大于调制波频率，即 $\omega_c >> \omega_m$（ω_m 为调制波角频率），在一个载波周期中，调制信号 u_r 可视为恒值。在实际系统中由于直流侧电压的脉动，按常规PWM算法进行调制时，因为载波和调制波不发生变化，所以开关时刻和开通时间不变，这样输出电压量就会在0和实际值 $E'=E\pm\Delta E$ 之间变化，直流侧的脉动就会被调制和传输到负载上。经过多电平电路的合成，输出侧的波形中就会产生低次谐波，造成波形畸变，如图5-42所示。

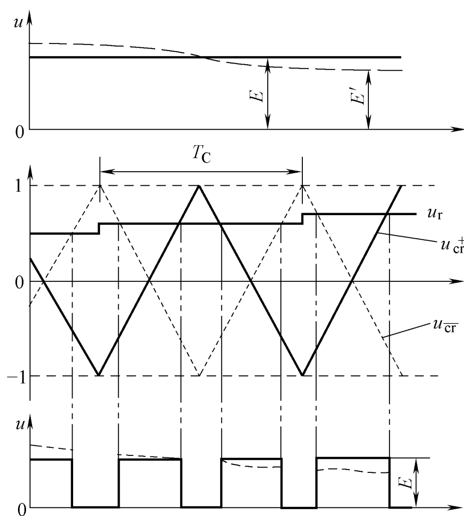


图5-42 波形畸变形成原理

2. 基波、低次谐波的近似计算

用不控整流电路模拟直流侧电压波动，以下定量地分析其对交流侧电压的影响。当整流器直流侧的滤波电容由0～+∞时，其电压由 M 脉波（单相整流 $M=2$）逐渐变为理想的无脉动的直流电压，如图5-43所示。

当滤波电容为0时，不考虑电网阻抗，负载使用电阻模型，不控整流器输出电压 u_d（即图5-43中实线）的傅里叶级数可表示为

$$u_d = U_{d0} + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n \cos n\omega_m t \quad (k = 1,2,3,\cdots) \tag{5-158}$$

$$U_{d0} = \sqrt{2}U\frac{M}{\pi}\sin\frac{\pi}{M} \tag{5-159}$$

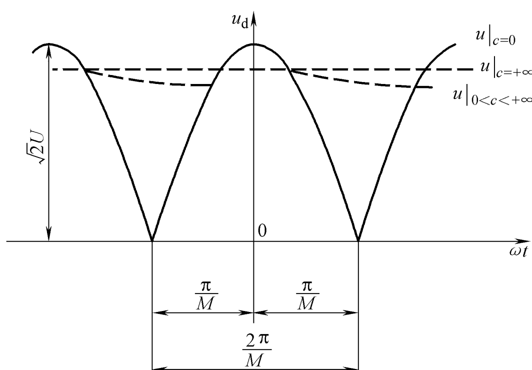


图 5-43　*M* 脉波整流器输出电压波形

$$b_n = -\frac{2\cos k\pi}{n^2-1}U_{d0} \tag{5-160}$$

而单极倍频 SPWM 下变流器交流侧电压（即图 5-39 中 a、n 两点间的电压）的傅里叶级数展开式为

$$u_o(t) = u_d \cdot a \cdot \sin(\omega_m t) + u_d \cdot \sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{J_n(k\cdot\pi\cdot a)\cdot\sin^2\left(\frac{n}{2}\pi\right)}{2k\pi}\sin[2k(\omega_c t+\phi_c)+n\cdot\omega_m t] \tag{5-161}$$

将式（5-158）代入式（5-161）中就可以得到由直流脉动造成的输出畸变电压的傅里叶级数，为

$$\tilde{u}_o(t) = \left(U_{d0} + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n\cos n\omega_m t\right)\left(\sin(\omega_m t) + \sum_{k=1}^{\infty}\sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{J_n(k\cdot\pi\cdot a)\cdot\sin^2\left(\frac{n}{2}\pi\right)}{2k\pi}\cdot\sin[2k(\omega_c t+\phi_c)+n\cdot\omega_m t]\right) \tag{5-162}$$

由式（5-162），当 $M=2$ 即单相不控整流电路提供逆变器直流侧电压时，输出电压的基波幅值为

$$\widetilde{U}_{o1} = a\cdot\left(U_{d0}-\frac{1}{2}b_2\right) \tag{5-163}$$

低次谐波分量（即 $n \ll \omega_c/\omega_m$）为

$$\widetilde{U}_{on} = \frac{b_n}{2}\sin[(2n-1)\omega_m t] \tag{5-164}$$

从式（5-163）和式（5-164）可见，当 $M=2$ 时输出电压的基波幅值会有损失，同时频谱中会渗入低次谐波，最低次谐波的次数为 3 次。对于 $M>2$ 的情况，也可以

根据式（5-162）推导得到，结论与 $M=2$ 时大体相同，这里不多赘述。

以上分析是当滤波电容为0时的分析，当滤波电容逐渐增大时，各低次谐波的幅值会逐渐降低但不会降到0；只有当电容增大到非常大时，才能消除直流脉动，但这显然会增加成本和体积。

上面的分析是以不控整流为例的，实际上光伏系统直流电压波动的频率可能要低得多，这时在交流侧就可能包含比基波频率还低的次谐波，其对电网的危害更大。

5.4.5.2 直流侧电压的闭环控制

要解决直流侧电压波动引起的交流侧波形畸变问题，通常的思路是实施直流侧电压的闭环控制。直流侧电压的闭环控制方案通常采用PI控制就能够满足系统要求，当然也可把某些其他控制策略如变结构控制、模糊控制等引入其中，比如前面提到的控制李亚普诺夫法就是一例。本节只介绍常规的工程设计法。

在设计电压环时，将设计好的电流环看成电压环的一部分，其工程设计法可以参照电流环的设计方法。一般情况下，因为电压环要求有较好的抗扰动性能，应当首先考虑将电压环设计为典型Ⅱ型系统。但这存在以下问题：

1）采用工程设计法设计的双闭环系统以稳定为主要出发点，兼顾动态特性，即稳中求快。但在电流环控制带宽有限的情况下，电压环的控制带宽会进一步降低。

2）在按照典型Ⅱ型系统设计电压环过程中，负载作为扰动处理，并没有出现在控制对象传递函数中，因此所建立数学模型存在较大偏差。

为了改善系统的动态特性，需要考虑负载阻抗的影响。此时电压环可以按照典型I型系统设计，具体的设计方案可参照坐标变换法线性控制中电流环的设计。

5.4.5.3 载波幅值可调PWM技术及其在直流侧电压波动抑制中的应用

引入直流侧电压的闭环控制，可以非常好地实现直流侧电压的稳定，但这种方式使控制系统的阶数增高，增加了系统控制的复杂性。事实上，可以从PWM技术的基本原理出发，找出一种简单明快、可有效地解决直流侧电压波动带来的交流侧波形畸变问题的方法。

1. 载波幅值可调PWM技术基本原理

规则采样法SPWM的基本原理如图5-44所示（u_g 为调制波，在一个采样周期内可看作一条直线；实线三角形为载波其幅值为 u_c；实线脉冲为输出电压波形，宽度为 δ，高度为理想直流电压 u_{dc}）。假设调制波为 $u_r=a\sin\omega_m t$，其中 a 为幅度调制比。

当直流侧电压发生波动变为 u'_{dc} 时，如果仍按照原始算法给出触发脉冲，那么输出电压就发生了畸变。为了防止发生上述畸变，应该将脉宽 δ 调整为 δ'，其调整的原则应满足伏秒等效原则，即

$$u_{dc}\cdot\delta=u'_{dc}\cdot\delta' \tag{5-165}$$

如果保持调制波和载波频率不变，要想得到 δ'，载波幅值必须发生变化，即由图 5-44 中的实线三角形的 u_c 变为虚线三角形的 u'_c。而 u_c 和 u'_c 的关系为

$$u'_c=\frac{u'_{dc}}{u_{dc}}u_c \quad (5\text{-}166)$$

也就是说在考虑到直流电压脉动的情况下，应该按式（5-166）对载波幅值进行调节，这样就可以维持伏秒等效，消除直流电压脉动对输出电压波形的影响。这就是载波幅值可调 PWM 的基本原理。

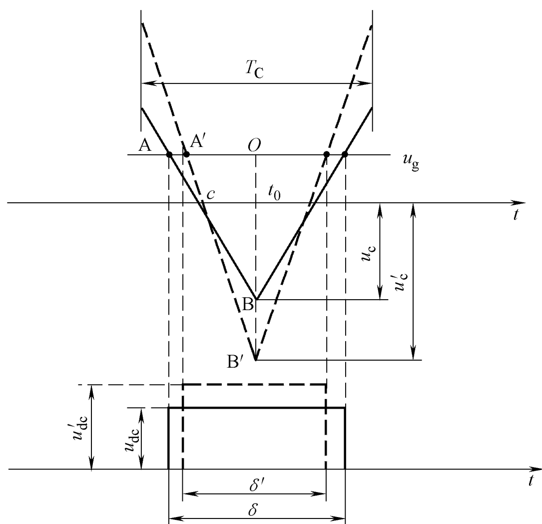


图 5-44　脉动电压与载波幅值的关系

2. 载波幅值可调 PWM 在直流侧电压波动抑制中的应用

在调制波正半周，假设某时刻直流侧电压变为 $E'=E+\Delta E$，由式（5-166）可知载波幅值增大，由图 5-45 可以看出 VT_1、VT_4 一起导通的时间减少。在此载波周期进行开关调制时，虽然直流电压增大，但通过减少开关管的导通时间，使总的伏秒与电压无波动时相同。因此也就抑制了因电压增大而产生的低次谐波，同时也使输出电压的基波达到理想的线性关系。同理，当直流侧电压减小变为 $E'=E-\Delta E$ 时，载波幅值降低，VT_1、VT_4 一起导通的时间增加，总的伏秒仍与电压无波动时相同。同样也就抑制了因电压增大而产生的低次谐波，并使输出电压的基波达到理想的线性关系。调制波负半周的分析方法相同，这里不多赘述。

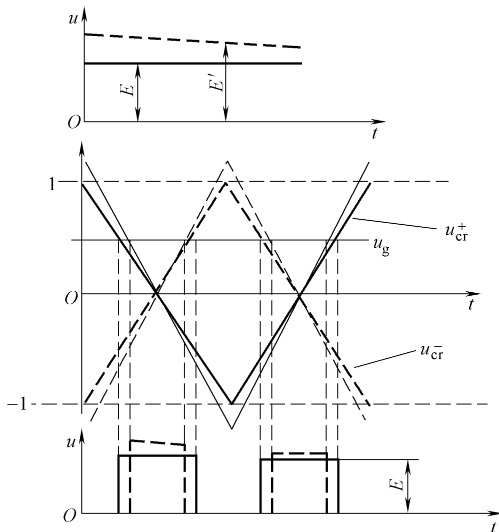


图 5-45　幅值可调载波 PWM 抑制输出电压波形畸变的原理

第 6 章　光伏发电系统的最大功率点跟踪

光伏阵列是一种不稳定的电源，其输出特性受外界环境（如太阳能辐射度、温度及负载等）的影响。要充分利用光伏阵列的能量，提高系统的整体效率，降低光伏发电成本，就必须通过光伏系统最大功率点跟踪技术，使光伏阵列获得最大功率输出。本章将对光伏发电系统最大功率跟踪的基本原理和主要算法进行详细介绍。

6.1　光伏发电系统最大功率点跟踪技术的基本原理

光伏发电系统中，光伏电池在不同太阳光照强度下输出最大功率时，其两端电压值并不固定，而且当工作温度发生变化时，相应于同一光照强度的最大功率，电压值也将发生变化。光伏电池的输出与光照强度和环境的温度有很大的关系，为了使光伏电池在任意的光照和温度下，都能有最大的功率输出，即光伏电池始终工作在最大功率点处，首先要确定最大功率点在光伏电池伏安特性曲线上的位置。

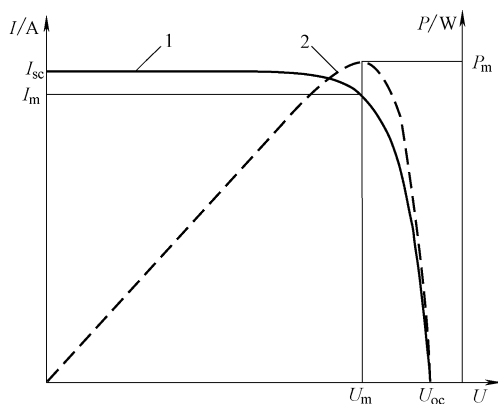


图 6-1　光伏电池电流（功率）-电压曲线

曲线 1—*I*-*U* 曲线；曲线 2—*P*-*U* 曲线

如图 6-1 所示为光伏电池电流（功率）-电压关系曲线，它表示了在特定的光照强度和温度下，电池输出的电流 I（功率 P）与电压 U 的关系。由前面对光伏电池输出特性的分析可知曲线 1 和曲线 2 均表明了电池的特性，且具有明显的非线性特征。图中曲线 2 类似于一个抛物线，即光伏电池在输出最大功率 P_m（$I_m U_m$）时，最大功率点电压（最大工作电压）U_m 小于开路电压 U_{oc}，最大功率点处的电流（最大工作电流）I_m 小于短路电流 I_{sc}。并且电池电压在 $0 \sim U_m$ 间变化时，功率曲线为递增函数，当电池电压在 $U_m \sim U_{oc}$时，功率曲线为递减函数。光伏电池的输出功率主要取决于太阳光照强度和其工作温度。由光伏电池在不同温度下得 *I*-*U*、*P*-*U* 特性曲线可知，随着工作温度的升高，短路电流 I_{sc}稍微升高，开路电压 U_{oc}和最大功

率点电压 U_m 下降，光伏电池输出最大功率 P_m 下降。由不同光照强度下的 I-U、P-U 特性曲线可知，对同一块电池，I_{sc} 值与光的辐照度成正比；输出最大功率 P_m 也随着光照强度的增加而增加。

为了实现在任何外部条件下光伏阵列输出当前光照下最多的能量，提出了光伏阵列的最大功率点跟踪问题。随着光伏发电系统的日益普及，光伏发电系统较高的造价和较低的转换效率，使得最大功率点跟踪技术的研究愈发重要。最大功率点跟踪控制（MPPT）策略是实时检测光伏阵列的输出功率，采用一定的控制算法预测当前工作情况下光伏阵列可能的最大功率输出，通过改变当前的阻抗情况来满足最大功率输出的要求。这样即使光伏电池的结温升高使阵列的输出功率减少，系统仍可以运行在当前工况下的最佳状态。由于光伏电池具有非线性的输出特点，不易进行数学分析，可以利用简单的线性电路来研究最大功率跟踪的基本原理。

从电路理论中的阻抗匹配原则可知：在线性电路中，当外部负载等效电阻与电源内阻相等时，外部负载可以获得最大输出功率。也就是说，当负载电阻等于电源内阻时，电源有最大功率输出。虽然光伏电池和电力电子变换器都是非线性的，但是在短时间内，可以认为是线性电路。等效地把光伏电池看成直流电源，把电力电子变换器看成外部阻性负载，调节电力电子变换器的等效电阻，使之在不同的外部环境下始终跟随光伏电池的内阻变化，两者动态负载匹配就可以在电力电子变换器的输出侧获得最大输出功率，实现光伏电池的 MPPT。

6.2　恒定电压控制

在光伏电池温度一定时，光伏电池的 P-U 曲线上最大功率点电压几乎分布在一个固定电压值的两侧，如图 6-2 所示。因此，恒定电压控制法（CVT）的思路就是将光伏电池输出电压控制在该电压处，此时光伏电池在整个工作过程中将近似工作在最大功率点处。采用 CVT 的优点是控制简单且易实现，并且系统工作电压具有良好的稳定性。

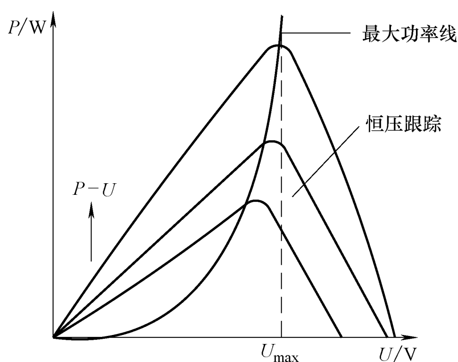


图 6-2　CVT 跟踪示意图

因此，仅需从生产厂商处获得数据 U_{max} 并使光伏阵列的输出电压钳位于 U_{max} 值即可。实际上是把 MPPT 控制简化为稳压控制，这就构成了 CVT 控制的 MPPT。这种方法实际上是一种稳压控制，但是这种跟踪方法忽略了温度等

参数对光伏阵列输出电压的影响，因此其实质并不是真正的最大功率点跟踪。对于四季温差或日温差比较大的地区，CVT 法并不能在所有的温度环境下完全地跟踪最大功率。在光伏阵列的功率输出随着温度变化的情况下，如果仍然采用恒电压跟踪控制策略，光伏阵列的输出功率会偏离最大功率输出点，产生比较大的功率损失。为克服使用场合、季节、早晚时间、天气情况和环境温度变化对系统造成的影响，在 CVT 算法的基础上可以采取以下几种折中解决方法。

1）手工调节：通过手动调节电位器按季节给定不同的 U_{max}，这种方法使用较少，且需要人工维护。

2）根据温度查表调节：先将特定光伏阵列在不同温度下测得的最大功率点电压储存在控制器中，实际运行时，控制器根据检测光伏阵列的温度，通过查表选取合适的值。

3）参考电池方法：在光伏发电系统中增加一块与光伏阵列相同特性的较小的光伏电池模块，检测其开路电压，按照固定系数计算得到当前最大功率点电压。这种方法可以在近似 CVT 的控制成本下得到接近 MPPT 的控制效果。

采用 CVT 实现 MPPT 控制，由于其良好的可靠性和稳定性，目前在光伏系统中仍被较多的使用，特别是光伏水泵系统中。随着光伏系统控制技术的计算机及微处理器化，该方法逐渐被新方法所替代。

6.3 最大功率点跟踪算法

6.3.1 扰动观察法

扰动观察法，又称爬山法，由于其结构简单，需要测量的参数较少，所以它被普遍应用于光伏电池板的最大功率点跟踪。其原理就是要引入一个小的变化，然后进行观测，并与前一个状态进行比较，根据比较的结果调节光伏电池的工作点。具体做法是通过改变光伏电池的输出电压，并实时地采样光伏电池的输出电压和电流，通过 DSP 计算出功率，与上一次计算的功率进行比较，如果小于上一次的值，则说明本次控制使功率输出降低了，应控制使光伏电池输出电压按原来相反的方向变化，如果大于则维持原来增大或减小的方向，这样就保证了使太阳能输出向增大的方向变化。如此反复的扰动、观测与比较，使光伏电池板达到最大功率点，实现最大功率的输出。图 6-3 所示为扰动观察法的流程图。

当采用定步长的扰动观察法时，步长越短，光伏系统在最大功率点附近振荡的幅度越小，能量损失越小，但达到最大功率点需要扰动的次数就越多，所用的跟踪时间也越长。反之当步长较长时跟踪速度快，但在最大功率点附近波动幅度大，能量损失也严重。因此光伏系统最大功率点跟踪的速度和稳态精确度难以同

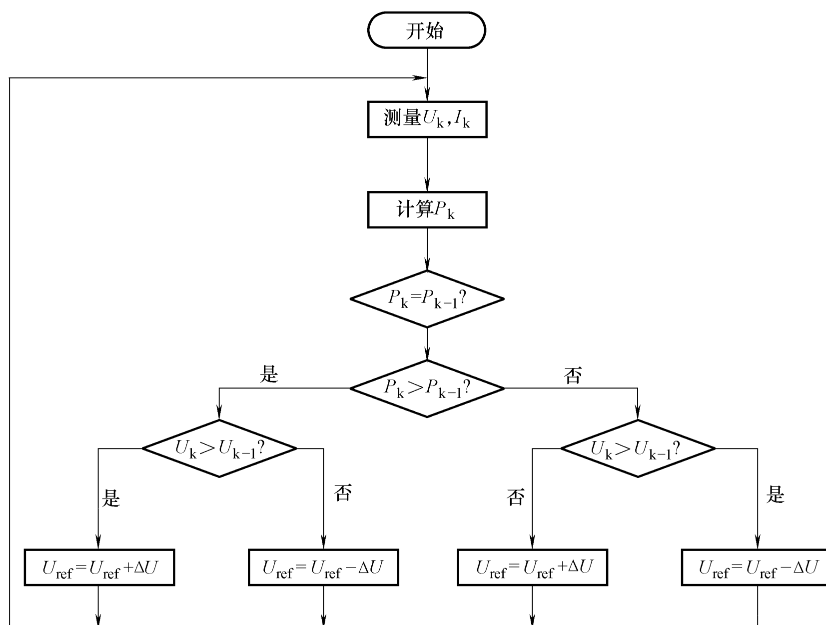


图6-3　扰动观察法控制流程图

时保证，只能根据实际需求折中选取扰动步长，以获得可接受的动态和稳态性能。为了解决常规定步长扰动观察法的跟踪速度与稳态跟踪精度之间的矛盾，可以采用定电压启动的自适应变步长算法。以光伏阵列的开路电压和短路电流为参考，标定之后的 I-U、P-U 和 $|dP/dU|-U$ 特性曲线如图6-4所示。

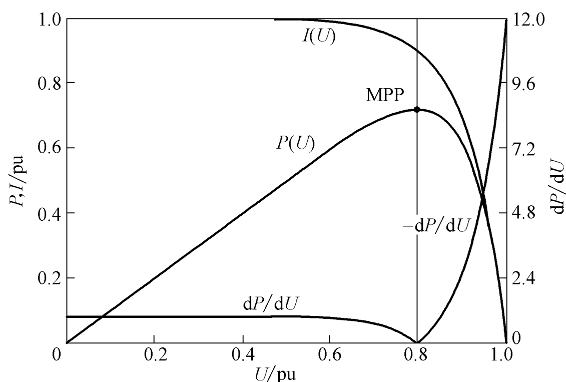


图6-4　光伏阵列定标后的 I-U、P-U 和 $|dP/dU|-U$ 曲线

由图中可以看出，光伏阵列的 dP/dU 曲线有如下特点：

$$\begin{cases} dP/(dU)>0 & \text{最大功率点的左侧} \\ dP/(dU)=0 & \text{最大功率点} \\ dP/(dU)<0 & \text{最大功率点的右侧} \end{cases} \tag{6-1}$$

且无论在最大功率点的左侧或者右侧，随着逐渐接近最大功率点，$|dP/dU|$ 均单调递减，当到达最大功率点时，$|dP/dU|$ 为零。根据光伏阵列的这一内在特

性，可构造电压扰动表达式为

$$U_{ref}=U_{ref}+\alpha\frac{dP}{dU}=U_{ref}+\alpha\frac{P(k)-P(k-1)}{U(k)-U(k-1)} \tag{6-2}$$

式中，α 为正数，即变步长速度因子，用于调整跟踪速度。

由式（6-2）可以看出，当光伏阵列运行点远离最大功率点时，跟踪步长大，反之步长小，在接近最大功率点时趋近于0。α 可由下式确定

$$\alpha\leqslant\frac{U_{step_max}}{|dP/dU|_{max}} \tag{6-3}$$

式中，U_{step_max}是定步长扰动观察法允许的最大步长，$|dP/dU|_{max}$可根据光伏阵列的特性计算，也可由下式估算

$$\left|\frac{dP}{dU}\right|_{max}\approx\left|\frac{P|_{U_{ref}=mU_{oc}}-P|_{U_{ref}=U_{oc}}}{mU_{oc}-U_{oc}}\right|=\left|\frac{mI|_{U_{ref}=mU_{oc}}}{m-1}\right| \tag{6-4}$$

式中，m 为接近于1的正数，例如0.98；U_{oc}为光伏阵列的开路电压。变步长速度因子 α 由式（6-3）计算其范围，再通过实验调整决定其最终的取值。

变步长扰动观察法的算法流程如图6-5所示。其中 m 为接近于零的很小的正数，在程序中用于判断 $U(k)$ 与 $U(k-1)$ 之差是否为零。当 $U(k)$ 与 $U(k-1)$ 之差不为零时，则根据式（6-2）自适应地调整扰动步长，如果 $U(k)$ 与 $U(k-1)$ 相等则结束返回。该程序以一定的时间间隔（即扰动周期）周期性地执行。

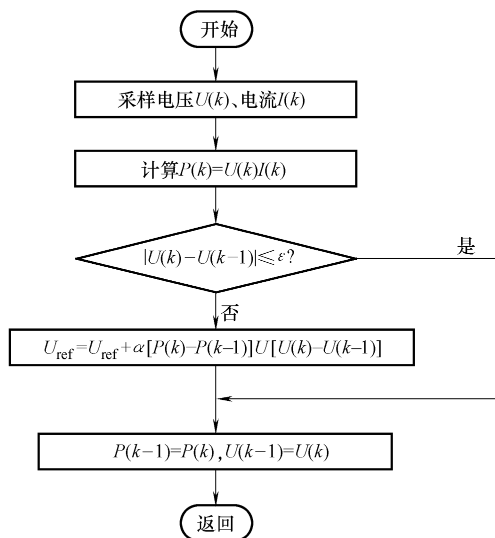


图6-5　变步长扰动观察法的算法流程图

光伏系统通常从光伏阵列的开路电压处开始启动，由图6-4可见，在光伏阵列的开路电压附近有一段恒压区，此时由于检测误差或者纹波等因素引起的微小电压变化能引起$|dP/dU|$很大的变化，从而影响扰动步长的准确性。为了避免这个问题，提高算法的可靠性，采用固定电压启动的方式，其流程如图6-6所示。由于光伏阵列的最大功率点近似为开路电压的0.78倍，因此定电压指令设为$0.78U_{oc}$，流程中 e 为接近零的较小的正数。该启动策略在系统运行之前首先检测光伏阵列的开路电压，然后将电压指令设置为开路电压的0.78倍，将运行点快速调整到最大功率点附近，确保系统正确平稳的启动。启

动完成之后即可进入图 6-5 所示的变步长扰动观察算法流程。

6.3.2　三点比较法

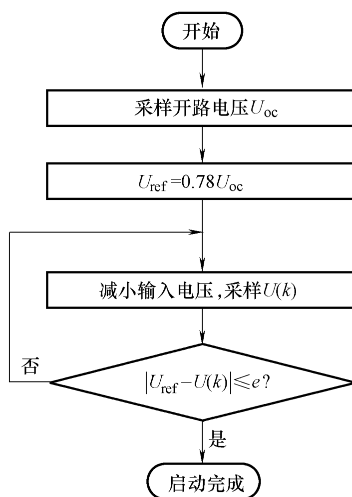


图 6-6　固定电压启动流程图

三点比较法在跟踪稳定性方面是对扰动观察法的一种有效改进，简而言之就是采用了变步长的控制策略。主要用软件编程通过不断调整电压步长 ΔU 对最大功率点进行判断和控制，最后利用阈值 ε 判断是否达到最优点。该法在光伏电池 P-U 特性曲线峰值点附近从左到右依次取 A，B，C 三个点，U_A 和 P_A，U_B 和 P_B，U_C 和 P_C 分别对应各点工作电压和功率。设 U_B 为初始最大功率点 U_{max}，U_D是一个预先设定用于电压步长调整的常量（一般取 0.3ΔU）；在判断三个点电压值的调整方向时可能出现如图 6-7 所示情形。

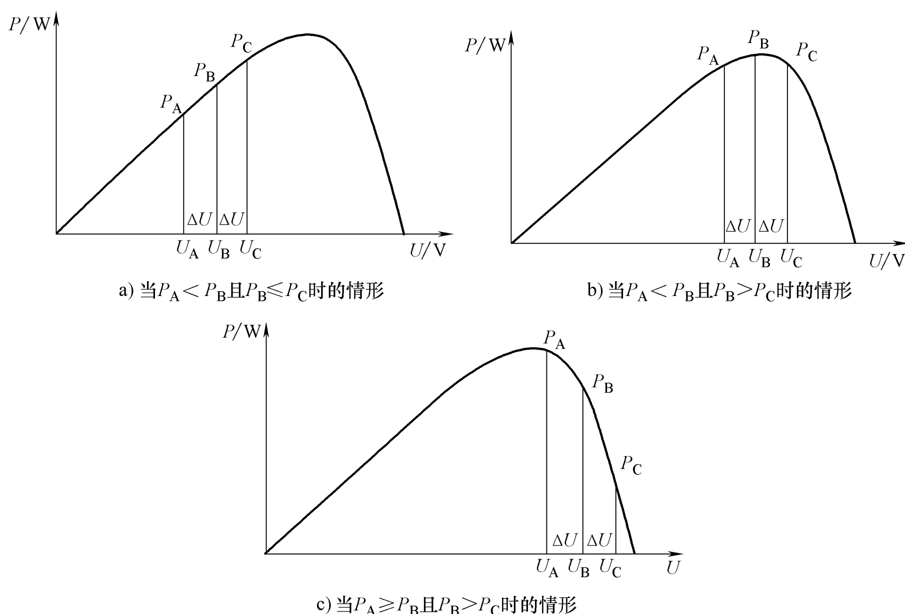


图 6-7　功率跟踪的 3 种情况

1）当 $P_A<P_B$ 且 $P_B\leqslant P_C$ 时，如图 6-7a 所示。程序执行 $\{U_B=U_C;\ U_A=U_B-\Delta U;\ U_C=U_B+\Delta U\}$。这段程序表示了起始工作点在最大功率点左侧的情

况，实现目的是把电压值沿着坐标轴向右移动，得到新的三个电压点，然后在进行功率的比较，依此类推得到最大功率点所对应的电压。

2）当 $P_A < P_B$ 且 $P_B > P_C$（或者 $P_A \geqslant P_B$ 且 $P_B \leqslant P_C$）时，如图 6-7b 所示，程序执行 $\{\Delta U = \Delta U - U_D;\ U_A = U_B - \Delta U;\ U_C = U_B + \Delta U\}$。表示了工作在最大功率点的情况，当工作在这种情况下时就需要采用变步长调节以此来进一步缩小三点之间的距离。最终使得三点的距离控制在某一值 ε 内，这就近似地得到了最大功率点。上面提到的 $P_A \geqslant P_B$ 且 $P_B \leqslant P_C$ 的实际情况：系统硬件检测模块某一时刻先检测到 $P_A \geqslant P_B$，突然有云遮挡随后检测到 $P_B \leqslant P_C$，它表示光照强度快速变化的情形，算法中将该情况按照系统工作电压不作改变情形进行处理，只对 ΔU 进行微调，这样系统不会跟随光照强度的快速改变而盲目调整工作电压，避免了系统振荡，从而实现了平稳跟踪。此外，在设计算法时，用一个二进制参量 Flag 来判断如何重新调整 A，B，C 三点电压值，并把 $\Delta U - U_D$的值赋给 ΔU，使电压调整步长不断缩小并最终达到设计精度；在允许误差范围内算法设置了一个阈值 ε，当步长 ΔU 连续微调后满足 $\Delta U < \varepsilon$ 时，表明此时的 U_B已经非常接近 U_{max}，程序控制认为这时的 U_B 就是 U_{max}，这是系统跟踪到输出功率峰值点的判别条件。

3）当 $P_A \geqslant P_B$ 且 $P_B > P_C$ 时，如图 6-7c 所示。程序执行 $\{U_B = U_A;\ U_A = U_B - \Delta U;\ U_C = U_B + \Delta U\}$。这段程序表示了起始点工作在最大功率点右侧的情况，其实现目的是将工作点左移，然后得到新的三个点，进行功率的比较，再变化工作电压，直至找到最大功率点位置。

由以上的分析可知，此程序的终止条件是阈值 ε 达到一定值即找到最大功率点。从实际的控制过程来看，这种方法在一开始的时候的调节为粗调（定步长调节），这样可以加快调节速度；在接近最大功率点处则为细调（变步长调节），这样可以提高系统的精确度。在具体的参数初值选取上，先确定值 U_B，再根据电压步长 ΔU 进行增加或减少扰动值，紧接着与系统采集更新后的功率值作比较决定参考电压的调整方案。该过程涉及参数 U_B、ΔU、U_D和 ε 的取值。U_B 初值的取定，原则是使它处于最大功率点附近，有两种方法确定：一是根据光伏系统所在地年光照强度和气温随机测量记录，采用数学统计方法得出光照强度、温度特性，进而结合光伏电池的伏安特性判断出最大功率点的大概位置。该法需要大量实测数据，应用性不强。二是根据前人对各种条件下 I-U 特性曲线的分析，发现最大功率点电压位于开路电压的 80%附近，因此可取 U_B 的初值为开路电压的 80%。电压调整步长 ΔU、电压调整常量 U_D 和阈值 ε 的选取。ΔU 初值的选取：若选的值过小，系统无法快速应对外部环境的变化，反应速度过慢；若选的值过大，系统精度不够。建议 ΔU 的初值范围定在 $10^{-1} \sim 10^{-2}$ V。U_D是一个正数，其值比 ΔU

小，作为电压微调量，若 U_D 的值非常接近 ΔU，会造成调整后的 ΔU 过小而使系统在以后的跟踪中长期徘徊在低功率点。根据二分法原则，可取 $U_D = 0.5\Delta U$。ε 的值作为一个控制程序结束的参量，可根据系统精密度要求来确定：ε 越大，精确度越低，导致部分功率损失；ε 越小，MPPT 跟踪越精确，但跟踪时间也越长，需要处理的数据量越大对硬件要求越高，难以实现快速实时跟踪。对实验室开路电压为 4 ~ 5V 的单片电池板而言，建议 ε 取值为 $10^{-2} \sim 10^{-1}$V。

三点比较法采用三个点的功率比较来实现快速追踪，该法能够准确快速平稳地跟踪到 P_{max}，这是由算法本身决定的；避免了在最大功率点附近因扰动造成的功率损失。系统一旦达到 P_{max} 将通过单片机指令不做任何电压调整，保持系统长期工作在该点上，直到外部环境发生变化。这与爬山法在最大功率点附近仍振荡不止有着本质区别，避免了无谓的功率损失。当光强发生突变时，不盲目移动工作点待日照量稳定后再追踪。由于三点比较法采用软件控制，算法中把 $P_A \geqslant P_B$ 且 $P_B \leqslant P_C$ 这种情况（即天空有云遮挡）归入了系统已达到最大功率点的情况，两者做同样处理，使系统不跟随日照量的快速改变而盲目调整工作电压，避免了系统过快的振荡。三点比较算法比较复杂，其中涉及了对电压电流的检测和计算，以及需要考虑步长的变化和阈值 ε 的设定，需要处理大量数据，对硬件系统的性能提出了较高要求。

6.3.3　电导增量法

电导增量法是利用光伏方阵输出的动态电导值（$\mathrm{d}I/\mathrm{d}U$）与此时的静态电导的负数（$-I/U$）相比较，以判断调节光伏方阵输出电压方向的一种 MPPT 的方法。它通过调整工作点的电压，使之逐渐接近最大功率点电压来实现最大功率点的跟踪。而电导增量法避免了扰动观测法的盲目性，它能够判断出现工作点电压与最大功率点电压之间的关系。控制策略如下：

$$
\begin{aligned}
&\mathrm{d}I/\mathrm{d}U = -I/U \text{ 或 } \mathrm{d}U = 0, \mathrm{d}I = 0 \quad U = U_{mp}; U = U \\
&\mathrm{d}I/\mathrm{d}U > -I/U \text{ 或 } \mathrm{d}U = 0, \mathrm{d}I > 0 \quad U < U_{mp}; U = U + \Delta U \\
&\mathrm{d}I/\mathrm{d}U < -I/U \text{ 或 } \mathrm{d}U = 0, \mathrm{d}I < 0 \quad U > U_{mp}; U = U - \Delta U
\end{aligned}
\tag{6-5}
$$

这样可以根据 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}U$ 与 $-I/U$ 之间的关系来调整工作电压而实现最大功率点跟踪。这里同样引入一个参考电压 U_{ref}，电导增量法的流程图如图 6-8a 所示。图中 U_k、I_k 是新测量出的值，再根据这两个值计算电流和电压的变化。由于 $\mathrm{d}U$ 是分母，因此先要判断 $\mathrm{d}U$ 是否为 0，如果电压没有变化，且电流也没有变化，那么就说明不需要进行调整；如果电压没有变化，而 $\mathrm{d}I$ 不为 0，那么就根据 $\mathrm{d}I$ 的正负对参考电压进行调整。假如 $\mathrm{d}U$ 不为 0。再根据控制测量中的三个关系式对参考电压进行调整。采用电导增量法，对工作电压的调整不再是盲目的，而是

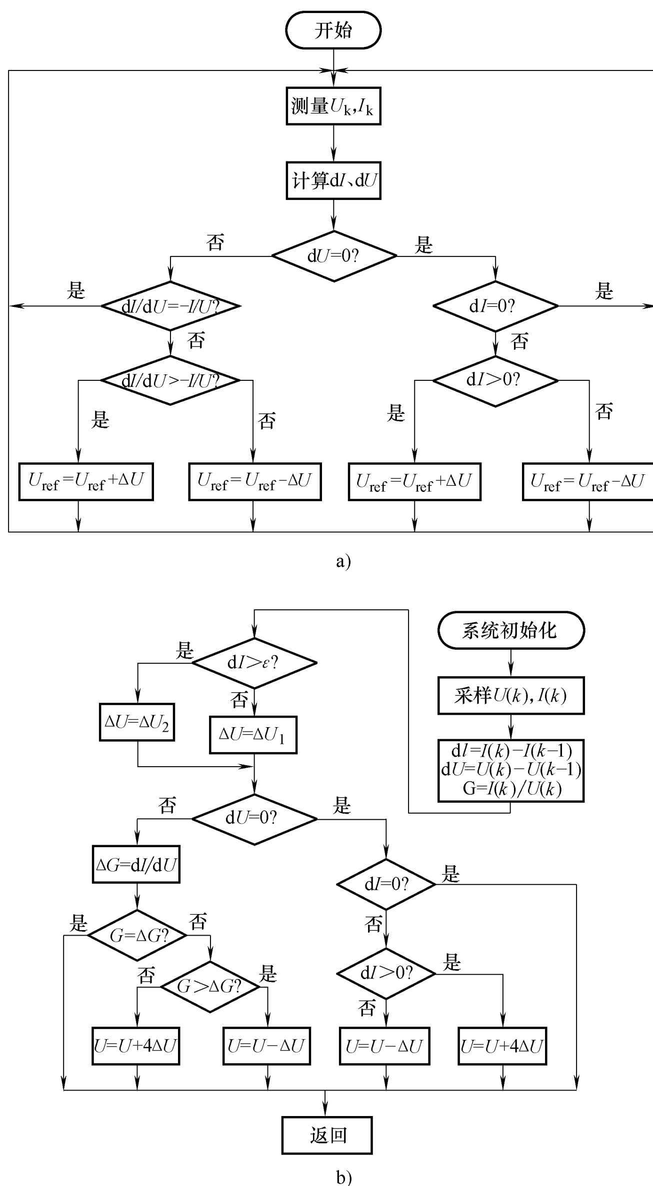


图6-8 电导增量法控制流程图

通过每次的测量和比较，预估出最大功率点的大致位置，再根据结果进行调整。这样在天气情况有较快变化的时候，就不会出现扰动观察法中的工作点偏离的情况。由此看来电导增量法较扰动观察法更为有效。但是由于采用电导增量法需要的计算量较大，而且在计算过程中，需要记录的数据比扰动观察法要多，因此对系统的性能要求较高。如要不能采用高速处理器，它的优势并不能体现出来。当

传感器的精确度有限时，满足 $dI/dU = -I/U$ 的概率是有限的，将不可避免地产生误差，实现比较困难。

采用电导增量法进行最大功率跟踪过程中，是通过调节电路的占空比来实现光伏阵列的工作点电压的控制，从而达到最大功率的跟踪。然而通过光伏电池的 U-I 曲线和 U-P 曲线可以看出，工作在恒压源区和恒流源区是改变相同步长的工作电压对光伏电池的输出功率改变是不同的。在恒流源区内，输出电流对工作电压的改变敏感度很低，而在恒压源区对电流的影响却是非常明显。为了能够更快、更精确地追踪到光伏电池的最大功率输出的工作电压电流，需要对跟踪的方法进行改进。

根据相同工作电压变化量在恒压源区和恒流源区的不同影响效果，对两个区内电压变化的步长作适当调整，提高最大功率跟踪的效率。经过测试，通常使用的光伏电池的最大功率点电压一般为其开路电压的 0.75 ~ 0.85 倍，所以恒流源区与恒压源区电压范围的比例关系大概是 4∶1。如果判断出当前光伏电池工作于恒压源区时，其工作电压肯定大于最大功率点电压，要朝着减小工作电压的方向变化，取它的电压变化步长为 ΔU。反之，如果判断出当前光伏阵列工作于恒流源区时，其工作电压肯定小于最大功率点电压，要朝着增大工作电压的方向变化。为了提高跟踪速度，取它的电压变化步长为 $4\Delta U$。为了提高最大功率跟踪的精确度，在一定的温度和光照强度时，当光伏的输出功率与当前条件下所能达到的最大功率接近到一定程度时，对它的跟踪步长 ΔU 进行调制，将 ΔU 适当变小，使其更精确的跟踪最大功率。在实际运行中，光照强度突然发生变化的瞬间，光伏电池两端的工作电压不会发生明显变化，相反，光伏电池的输出电流会发生瞬间的明显变化。根据这一特点来判断 ΔU 应采用大步长值 ΔU_2 还是小步长值 ΔU_1。在系统控制参数的设计时，需要根据具体的光伏电池参数，来确定工作电流的变化量的值作为判断标准。改进后的电导增量法流程图如图 6-8b 所示。

6.3.4　二次插值法

光伏阵列在光照强度和温度发生变化时它的输出呈非线性，但是在某一瞬间它的输出功率相对于占空比是连续可导的，有且仅有一个极点。因此可采用二次插值的方法来寻找系统当前的最大功率点，但关键在于初始区间和初始点的确定。假设 D_1、D_2、D_3 为初值点，P_1、P_2、P_3 分别为 D_1、D_2、D_3 对应的功率点。D_X 为插值点，P_X 为 D_X 所对应的功率点。使用二次插值时必须注意：

1）P_2 必须大于 P_1 和 P_3，否则就不满足插值的初始条件，其中的插值占空比 D_X 应满足公式：

$$D_X=\frac{1}{2}\frac{(D_2^2-D_3^2)P_1+(D_3^2-D_1^2)P_2+(D_1^2-D_2^2)P_3}{(D_2-D_3)P_1+(D_3-D_1)P_2+(D_1-D_2)P_3} \tag{6-6}$$

令 $C_1=\dfrac{P_3-P_1}{D_3-D_1}$，$C_2=\dfrac{\dfrac{P_2-P_1}{D_2-D_1}-C_1}{D_2-D_3}$，代入式（6-6），有

$$D_X=\frac{1}{2}\left(D_1+D_3-\frac{C_1}{C_2}\right) \tag{6-7}$$

2）在 MCU 上使用二次插值不可能没有误差，考虑在一定的误差范围内进行计算，必须确定一个极小值。当 D_X 和 D_2 的绝对值小于极小值 ε 时，停止插值，此时即可确定系统的最大功率点，否则将继续插值，直到找到最大功率点为止。

在实际工作过程中，系统可能会出现四种插值情况，如图 6-9 所示。

如图 6-9a 所示，当 $D_X \geqslant D_2$，$P_X \leqslant P_2$ 时，表明光伏电池最大功率点应在 D_1 和 D_X 之间，那么可以确定下次插值的区间为 $[D_1, D_X]$，初始点为 $D_1=D_1$，$P_1=P_1$；$D_2=D_2$，$P_2=P_2$；$D_3=D_X$，$P_3=P_X$。

如图 6-9b 所示，当 $D_X \leqslant D_2$，$P_X \leqslant P_2$ 时，最大功率点应在 D_X 和 D_3 之间，下次插值区间为 $[D_X, D_3]$，初始点为 $D_1=D_X$，$P_1=P_X$；$D_2=D_2$，$P_2=P_2$；$D_3=D_3$，$P_3=P_3$。

如图 6-9c 所示，当 $D_X \leqslant D_2$，$P_X \geqslant P_2$ 时，最大功率点应在 D_1 和 D_2 之间，下次插值区间为 $[D_1, D_2]$，初始点为 $D_1=D_2$，$P_1=P_2$；$D_2=D_X$，$P_2=P_X$；$D_3=D_3$，$P_3=P_3$。

如图 6-9d 所示，当 $D_X \geqslant D_2$，$P_X \geqslant P_2$ 时，最大功率点应在 D_2 和 D_3 之间，下次插值区间为 $[D_2, D_3]$，初始点为 $D_1=D_2$，$P_1=P_2$；$D_2=D_X$，$P_2=P_X$；$D_3=D_3$，$P_3=P_3$。

当 D_2 和 D_X 差的绝对值小于等于 ε 时，表明系统已经找到了最大功率点。如果 $P_X>P_2$，则最大功率点功率为 P_X，此时占空比为 D_X。如果 $P_X<P_2$，则最大功率点功率为 P_2，此时占空比为 D_2。

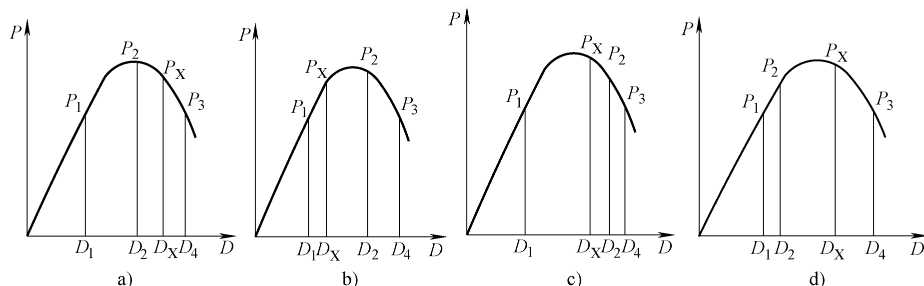


图 6-9 二次插值寻找最大功率点可能出现的四种情况

6.3.5　自适应模糊控制法

模糊控制器的设计主要包含以下几个主要内容：确定模糊控制器的输入变量和输出变量；归纳和总结模糊控制器的控制规则；确定模糊化和反模糊化的主要方法；选择论域并确定相关参数。使用模糊逻辑方法进行光伏系统的 MPPT 控制具有较好的动态性能和精确度。

模糊控制器的两个输入量分别为误差 $e(kT)$ 和误差变化 $\Delta e(kT)$ 其表达式如下：

$$e(k)=\frac{P(k)-P(k-1)}{U(k)-U(k-1)} \tag{6-8}$$

$$\Delta e(kT)=e(k)-e(k-1) \tag{6-9}$$

自适应模糊控制是在常规模糊控制方法的基础上增加了性能测量、控制量校正、控制规则修正等功能模块。其结构框图如图 6-10 所示。

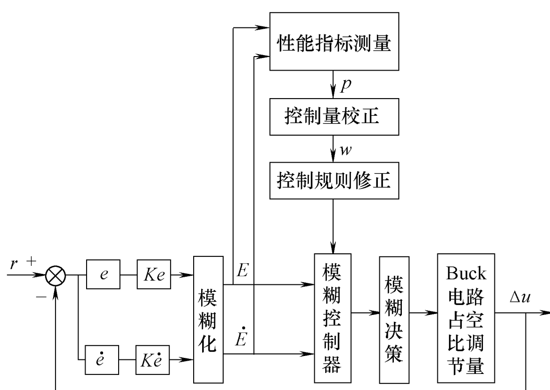


图 6-10　自适应模糊控制结构框图
（以 Buck 电路为例）

为了测量系统性能，需要对系统进行采样。每次采样的时间响应可以通过监测 $e(kT)$ 和误差变化 $\Delta e(kT)$ 获得。将实际响应和希望响应相比较，就可以进行衡量控制器性能，确定输出响应的校正量 p，以便为控制规则的修正提供信息。输出响应的校正量可通过查判定表得到，通常判定表是由 $e(kT)$ 和误差变化 $\Delta e(kT)$ 进一步制定出来的。

控制量校正通过上述的性能测量得到了光伏系统达到最大功率点所需的输出响应的校正量。为了实现自适应控制，需将输出响应的校正量 p 转换为对控制量的校正量 w，也需要控制对象的特性，即控制对象的增量模型 $\boldsymbol{J}$（其中表示控制对象输出对输入 Jacobian 矩阵）。从而求出相应于控制输入的修正量为

$$W_{\mathrm{i}}(kT)=\boldsymbol{J}^{-1}W_{\mathrm{o}}(kT) \tag{6-10}$$

式中，$W_{\mathrm{o}}(kT)$为输出修正量；$W_{\mathrm{i}}(kT)$为输入修正量。

控制规则的修正就是利用得到的控制输入的校正量来修改控制规则，以此改善控制性能。对光伏系统来说，假定在前 d 次采样中使系统的工作点偏离最大功率点（由外界环境的变化或系统自身的控制规则导致）或使系统在最大功率点

产生大的振荡，即使系统性能变差，则那时的误差、误差变化率和控制输入量为 $e(kT-\mathrm{d}T)\Delta e(kT-\mathrm{d}T)u(kT-\mathrm{d}T)$。根据已求得的控制输入校正量 $W_{\mathrm{i}}(kT)$，控制输入应当取为 $u(kT-\mathrm{d}T)+W_{\mathrm{i}}(kT)$。针对相应论域中的这些量，构造模糊集合为

$$
\begin{aligned}
E(kT-\mathrm{d}T) &= F[e(kT-\mathrm{d}t)] \\
\Delta E(kT-\mathrm{d}T) &= F[\Delta e(kT-\mathrm{d}t)] \\
U(kT-\mathrm{d}T) &= F[u(kT-\mathrm{d}t)] \\
V(kT-\mathrm{d}T) &= F[u(kT-\mathrm{d}t)+W_{\mathrm{i}}(kT)]
\end{aligned}
\tag{6-11}
$$

原来的模糊规则为

IF $e(kT-\mathrm{d}T)$ is $E(kT-\mathrm{d}T)$ and $\Delta e(kT-\mathrm{d}T)$ is $\Delta E(kT-\mathrm{d}T)$

Then $u(kT-\mathrm{d}T)$ is $U(kT-\mathrm{d}T)$

修改后的规则变为

IF $e(kT-\mathrm{d}T)$ is $E(kT-\mathrm{d}T)$ and $\Delta e(kT-\mathrm{d}T)$ is $\Delta E(kT-\mathrm{d}T)$

Then $u(kT-\mathrm{d}T)$ is $V(kT-\mathrm{d}T)$

为了实现这种控制规则可以用如下矩阵运算：

$$\boldsymbol{R}(kT+T)=[\boldsymbol{R}(kT)\wedge\boldsymbol{R}_{\mathbf{u}}(kT)]\vee\boldsymbol{R}_{\mathbf{v}}(kT) \tag{6-12}$$

式中，$\boldsymbol{R}(kT)$ 为修正前的模糊关系矩阵；$\boldsymbol{R}(kT+T)$ 为修正后的模糊关系矩阵。

通过增加的3个自适应控制功能模块，就可实现根据检测到的外界环境的变化，来修正控制规则及减小普通控制方法在最大功率点的波动现象。在光伏系统中，最大功率点的跟踪速度和跟踪精度是控制系统的关键因素，这些因素与系统调节的步长有直接关系。当系统的工作点远离最大功率点时，必须加快跟踪速度，即加大调节的步长 Δu；当系统的工作点在最大功率点附近时，为了系统的跟踪精度和稳定，必须适当减小调节的步长 Δu，避免使系统在最大功率点附近振荡。

6.4 计及阴影的最大功率点跟踪方法

前面介绍的最大功率点跟踪方法都是针对无阴影遮挡的光伏阵列而言的。无阴影遮挡的光伏阵列的 P-U 曲线为单凸集函数，即只有一个峰值点。当光伏阵列表面存在阴影遮挡时，其 P-U 曲线会出现多峰值现象，前述的最大功率点跟踪方法就会失效。解决这一问题，目前有三种方案。第一种方案是对传统的最大功率点跟踪方法进行改造，使之能够实现多峰值特性曲线的寻优。第二种方案是通过增加硬件电路，实现最大功率点跟踪控制。第三种方案是采用智能寻优算法。下面分别进行介绍。

6.4.1　传统方法改进的 MPPT 技术

由于传统的 MPPT 方法，特别是扰动观察法、电导增量法以及恒定电压法等，具有原理简单、实现容易的特点；因此如果能对其进行适当改进，使之能够实现多峰值特性下的寻优，是一种不错的选择。下面介绍两种基于这种思路的阴影条件光伏阵列 MPPT 方法。

6.4.1.1　基于大步长扰动的扰动观察法

基于大步长扰动的扰动观察法的程序流程图如图 6-11 所示。首先在当前最大功率点给一个方向为负的大步长扰动，如果检测到斜率为正，则继续向左大步长扰动；如果检测到斜率为负，则利用扰动观察法进行区间跟踪，将跟踪到的最大功率点的电压和功率保存下来。如果此时的最大功率点大于上一次保存的最大

图 6-11　基于大步长扰动的扰动观察法

功率点，则最大功率点的功率和电压信息及时更新，然后继续向左大步长扰动，否则最大功率点功率和电压不更新，向右大步长扰动；如果电压大于设定值，则搜索结束。大步长的选取对这种方法有着很大的影响，步长较大，可能会跳过最大功率点，跟踪过程中会出现一定的“盲区”；步长较小，其原理等效于扰动观察法，无法有效地跟踪到最大功率点。

6.4.1.2　全局扫描法

由于常规的MPPT算法可能会陷入多峰值特性中某个非最大功率点附近，而找不到真正的最大功率点，因而可以在常规的MPPT算法基础上，定时开启全局扫描，重新确定最大功率点区域。确定新的最大功率点区域后，再使用常规的MPPT方法实现寻优。这就是全局扫描法的基本思路。

全局扫描法的具体做法如下：如果后级电路为Boost电路，则先将占空比设为80%左右，然后逐渐减小，光伏组件从短路电流区向开路电压区不断移动，即对光伏组件进行全局扫描。在扫描光伏组件 *P-U* 曲线的过程中，不断更新光伏组件输出的最大功率点，以及最大功率点对应的电压。当占空比到达设定的值时，扫描结束，然后运用恒定电压法返回到最大功率点处。当到达下一设定时间时，重新进行扫描，保持光伏组件运行在最大功率点处。

如果占空比定步长减小，光伏组件的工作点从短路电流区向开路电压区移动，然而移动的速度是不一样的。在短路电流区移动的速度较快，随着时间的进行，移动速度越来越慢。这种做法的缺点是，在不同阶段的采样精度是不一样的。因此可以用电压作为指令，让指令电压线性增加，然后通过PI调节器来调节占空比。

全局扫描法具有原理简单、实现容易等特点，但也存在两个严重的问题。首先是准确性与快速性的矛盾。如果搜索步长过大，可以满足快速性要求，但准确性则大大降低；如果搜索步长过小，准确性较高，而搜索时间过长。此外，电流较长时间运行在短路电流区，开关器件的通态损耗过大，系统变换效率降低。

6.4.2　添加硬件电路实现的MPPT技术

添加硬件电路的一种方案是如图6-12所示的有源补偿法。其主要思想是以带有并联旁路二极管的模块为最小单位，在这个最小单位两端分别并联一个有源功率电路，通过有源功率电路提供的电流对受阴影遮挡的模块进行电流补偿，以保证光伏阵列 *P-U* 曲线呈现单峰特性，对校正后的光伏组件使用扰动观察法或电导增量法进

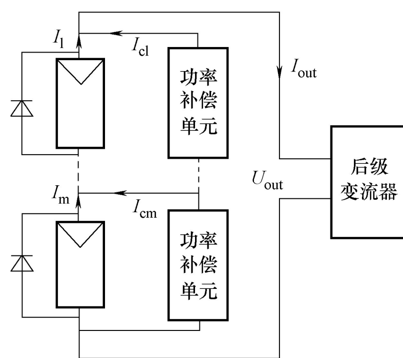


图6-12　有源功率补偿法

行跟踪。这种方法由于成本过高以及硬件电路对空间的占用，使其在较大型光伏发电系统中的应用受到阻碍。

此外，还有一种短路电流脉冲法。其主要思想是在光伏组件的两端并联一个 MOSFET 开关管，在 MOSFET 的栅源两极之间加入一个定时斜坡信号，通过改变 MOSFET 开关管栅源两极间的电压大小来改变 MOSFET 两端的电导，进而改变光伏组件两端的电导，使电导从 0% 变换到 100%，这样就可以对光伏组件的 *P-I* 曲线进行扫描，同时保存最大功率点的值。由于最大功率点在开路电压区和短路电流区出现的概率是较低的，而扫描是针对全局空间的，因此短路电流脉冲法并不是最优化的 MPPT 技术。另外，由于光伏系统的短路电流较大，所以对并联在光伏组件两端的 MOSFET 可承受的通态电流也提出了更高的要求。

6.4.3　智能算法

实际上，对于单峰值系统的 MPPT，已经有采用智能算法如模糊算法、神经网络算法等的相关报告。考虑到多极值系统的复杂性，采用智能算法是一种不错的选择。智能寻优算法有很多种，除了模糊算法、神经网络算法以外，还有遗传算法、蚁群算法、蜂群算法等。这里介绍一种基于粒子群算法的光伏阵列 MPPT 技术。

6.4.3.1　粒子群算法基本原理

粒子群优化（Particle Swarm Optimization，PSO）算法是由 Kennedy 等人于 1995 年提出的一种较为新颖的智能优化算法，该算法通过模拟鸟群等动物的群体行为，利用个体之间的相互协作使群体达到最优。粒子群算法的特点是收敛速度快，易于实现等。

粒子群算法公式如下：

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1 r_1 (p_{\text{best},i} - x_i^k) + c_2 r_2 (g_{\text{best}} - x_i^k) \tag{6-13}$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \tag{6-14}$$

式中，i 是粒子的序数；v_i^k 是此刻第 i 个粒子的速度；v_i^{k+1} 是下一时刻第 i 个粒子的速度；x_i^k 是此刻第 i 个粒子的位置；x_i^{k+1} 是下一时刻第 i 个粒子的位置；$p_{\text{best},i}$ 代表第 i 个粒子的最优解；g_{best} 代表种群最优解；w 代表粒子的惯性权重；c_1 和 c_2 为学习因子；r_1 和 r_2 为［0，1］之间的随机数。搜索空间中粒子的移动如图 6-13所示。

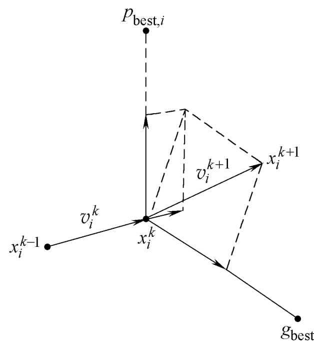


图 6-13　搜索空间中粒子的移动

式（6-13）中的速度由三部分组成，第一

部分代表粒子先前的速度，说明了粒子目前的状态，起到了平衡全局和局部搜索的能力；第二部分是“认知部分”，表示粒子自身的思考，它使粒子飞向自身曾经发现过的最优位置；第三部分为“社会部分”，体现了粒子间的信息共享与相互合作，它引导粒子飞向粒子群中的最优位置，这三个部分共同决定了粒子的空间搜索能力。在每一次迭代过程中，$p_{best,i}$和g_{best}的更新如下，其中$f(x_i^k)$是粒子的适应度。

$$\text{if} f(p_{best,i}) < f(x_i^k)\ p_{best,i} = x_i^k \quad \text{else} \quad p_{best,i} = p_{best,i} \tag{6-15}$$

$$\text{if} f(g_{best}) < f(x_i^k)\ g_{best} = x_i^k \ \text{else} \quad g_{best} = g_{best} \tag{6-16}$$

粒子群算法中有几个重要的参数，这些参数的选取会对粒子群算法的寻优能力有着很大的影响，下面分别介绍：

1）最大速度v_{max}。决定粒子在一次迭代过程中最大的移动距离。若v_{max}过大，粒子全局探索能力增强，但是粒子容易飞过最优解；若v_{max}过小，粒子的局部开发能力增强，但是容易陷入局部最优解。只要在合理的范围内，最大速度v_{max}对算法的性能影响不明显，但是对于多峰函数，v_{max}不能过小，否则会影响粒子的全局寻优能力。因此，在粒子群算法中需要设置一个较大的v_{max}，将每个粒子更新后的速度与v_{max}进行比较，如果粒子速度小于v_{max}，则保持速度不变；如果粒子速度大于v_{max}，则将粒子速度进行限幅，用v_{max}作为粒子的速度。

2）c_1和c_2是控制粒子向自我历史经验和群体最优个体学习的因子，从而控制粒子向群体内或邻域内的最优点靠近。当$c_1=0$，$c_2\neq0$时，粒子自身没有“认知”能力，只有“社会”的模型。在这种情况下，由于粒子间的相互作用，算法有能力到达新的搜索空间，且收敛速度更快，但粒子自身的开发不足，对于复杂的问题，容易陷入局部最优。当$c_1\neq0$，$c_2=0$时，粒子间没有社会信息共享，亦即只有自身“认知”的模型，这时由于个体之间没有交互作用，一个规模为m的群体等价于m个粒子的单独运动，因而得不到一个收敛的解。因此，合理的设计c_1和c_2，会使算法在全局探索和局部开发两个方面起到平衡的作用。

3）惯性权重w是粒子群算法中非常重要的参数，惯性权重可以用来控制粒子群算法的开发和探索的能力，它的大小决定了粒子当前的速度受到以前速度的影响程度，直接影响粒子的全局和局部搜索能力。w较大时，全局寻优能力强，局部寻优能力弱，若w太大可能导致算法不收敛，或者不能收敛到最优解；若w太小，粒子收敛速度快，全局搜索能力差，粒子很容易陷入局部最优解。从式（6-13）看出，当w大于1时，则粒子的速度会越来越大，导致各粒子无法聚集到一点，因此原则上w选取小于1的数。

6.4.3.2 粒子群算法流程图及其在光伏阵列MPPT中的应用

图6-14为粒子群算法流程图。首先随机初始化粒子群的速度和位置，计算

各粒子的适应度，其次根据式（6-15）和式(6-16)更新各粒子当前最优值 $p_{\mathrm{best},i}$ 和全局最优值 g_{best}，然后通过式（6-13）、式（6-14）更新各粒子的速度和位置，最后判断是否达到了迭代终止条件，如果满足则结束，否则继续使用粒子群算法。

粒子群算法的终止条件为：各粒子之间相互的距离是否足够接近，如果足够接近，则算法结束，最优解即为各粒子的平均位置；如果粒子之间有较大的距离，则继续使用粒子群算法。

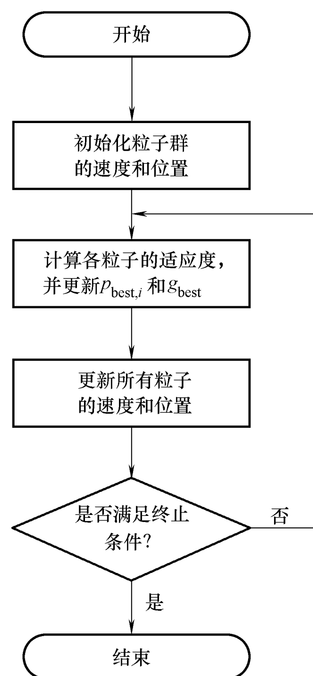


图 6-14　粒子群算法流程图

在阴影条件下光伏阵列的 MPPT 中，粒子群算法的具体应用方法为：将粒子的当前位置 x_i^k 看作当前光伏系统的工作电压 U_i^k，将粒子下一时刻的位置 x_i^{k+1} 看作下一时刻光伏系统的工作电压 U_i^{k+1}；其次，将下一时刻粒子的速度 v_i^{k+1} 看作光伏系统本时刻的电压增量 ΔU，将本时刻粒子的速度 v_i^k 看作光伏系统上一时刻的电压增量；再次，将各粒子的适应度 $f(x_i^k)$ 看作各粒子在光伏系统中当前的功率值；最后，将各粒子当前的最优值 $p_{\mathrm{best},i}$ 看做是各粒子在光伏系统中的最大功率点电压，将种群最优解 g_{best} 看作光伏系统的最大功率点电压。

第 7 章　分布式光伏发电系统的储能后备元件及系统集成

储能与后备系统是分布式光伏发电系统的重要组成部分，它们对系统能量管理、稳定运行以及提高系统的安全性和可靠性具有重要意义。储能系统从能量存储形式上，可分为机械式储能和电气式储能两种。所谓机械式储能就是在发电系统有剩余能量时将其转换为机械能存储起来，当发电系统能量不足时再将机械能转换为电能释放给负载。典型的机械式储能装置有水泵、飞轮等。电气式储能是利用电子设备进行储能，又可以分为有源式储能和无源式储能两种。有源式储能就是利用蓄电池等电源设备进行储能，这也是目前实际应用中最多的；无源式储能则是利用无源器件如超级电容和超导线圈等进行储能。本章将重点介绍蓄电池和超级电容两种储能系统。此外，燃料电池作为一种稳定的备用电源，可以辅助光伏电池发电、满足负载需求并且改善系统的动态性能，是分布式发电系统中具有广泛应用前景的新型后备发电单元。

7.1　蓄电池储能系统

应用于光伏系统中的蓄电池的工作条件和蓄电池应用在其他场合的工作条件不同，其主要区别可以概括为：①充电率非常小；②放电率非常小；③由于受到自然资源的限制，蓄电池只有在有日照时才能充电，即蓄电池的充电时间受到限制；④不能按给定的充电规律对蓄电池进行充电。

光伏发电系统中用到的蓄电池，既有铅酸蓄电池和碱性蓄电池等常规的蓄电池，也有锂电池、燃料蓄电池等新型储能装置。本节主要介绍铅酸蓄电池和碱性蓄电池。

截至 2000 年，国内还没有用于光伏发电系统的专用蓄电池，而是使用常规的铅酸蓄电池。其主要类型有：①固定式铅酸电池，多应用于大型光伏电站和通信系统，使用时需要经常维护；②工业型密封蓄电池，主要用于通信、军事等工业光伏系统，它不需维护，便于安装，但是价格较贵，寿命较短；③小型密封蓄电池，大多数为 6V、12V 组合电池，其使用寿命更短，价格更贵，常用于户用光伏系统；④汽车、摩托车起动用电池，其价格最便宜，但寿命最短，安装麻烦，需加水和经常维护，而且有酸雾污染。铅酸蓄电池造价低、使用简单、维修方便、原材料丰富、能够实现大规模生产，从而获得了大量使用。其不足之处为

体积较大，效率受环境温度影响较大，且铅为有毒物质，有一定的危险性。目前，光伏发电系统中所使用的蓄电池仍以铅酸蓄电池为主。其中 VRLA 蓄电池是发展得非常成熟的产品，其整体采用密封结构，不存在普通铅酸蓄电池的气胀、电解液渗漏等现象，使用安全可靠、寿命长，且正常运行时无需对电解液检测和调酸加水，故又称免维护蓄电池。

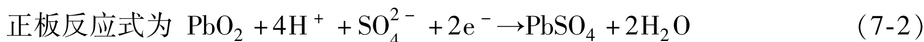
一般地，以 KOH、NaOH 水溶液为电解质的蓄电池称为碱性蓄电池，包括铁镍蓄电池、镉镍蓄电池、氢镍蓄电池、氢化物镍以及锌银蓄电池等。常用的镉镍碱性蓄电池由氢氧化镍正极板、镉负极板和隔膜等组成。电解液为氢氧化钾水溶液加之适量的氢氧化锂。碱性蓄电池能量密度高、体积小，但价格高、效率不高。典型的碱性蓄电池有镍氢蓄电池，其具有较好的充放电特性，使用寿命较长。镍氢蓄电池中，不采用价格很昂贵的有毒物质金属镉，所以镍氢蓄电池生产、使用以及废弃后，不会污染环境。镍氢蓄电池无记忆效应，可随时充电，而且充电前不需要先放空电，使用非常方便。所以该蓄电池为光伏发电系统中优先推荐的蓄电池种类。

当今国内外在光伏系统中主要使用的蓄电池有开口铅酸蓄电池，阀控铅酸蓄电池，镍钙蓄电池、镍氢蓄电池、镉镍蓄电池。在这三大类电池中，开口铅酸蓄电池由于在其使用过程中存在水的易挥发、易泄漏比容量低等缺点，而镍钙、镍氢蓄电池容量虽大，但价格昂贵，免维护蓄电池（VRLA）由于其容量大、价格低、自放电率低、结构紧凑、不存在锡镍蓄电池的“记忆效应”、寿命长、基本免维护等优越性，对于无人值守或缺少技术人员的偏远地区使用特有利，因而在独立光伏系统中大量应用。

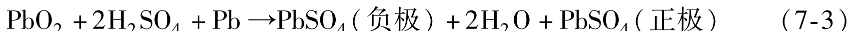
7.1.1　铅酸蓄电池特性分析

蓄电池充放电过程是化学能和电能相互转换的过程。下面对铅酸蓄电池在充、放电过程中所发生的化学反应进行说明。铅酸蓄电池接上负载放电时，外电路便有电流通过。放电过程中两极发生的电化学反应为


负板反应式为　$Pb + SO_4^{2-} \rightarrow PbSO_4 + 2e^-$　(7-1)


正板反应式为　$PbO_2 + 4H^+ + SO_4^{2-} + 2e^- \rightarrow PbSO_4 + 2H_2O$　(7-2)

将正负电极反应相加，就可以得到铅酸蓄电池在放电过程中的总反应为


$$PbO_2 + 2H_2SO_4 + Pb \rightarrow PbSO_4(负极) + 2H_2O + PbSO_4(正极) \quad (7\text{-}3)$$

从上述电极反应和电池反应可以看出，Pb 以极大速率溶解，在夺取界面电解液中的 H_2SO_4 的同时，向外电路供出电子。而 PbO_2 以极大速率吸收外电路的电子，并以低价态的 Pb^{2+} 形式在电极表面形成 $PbSO_4$。

铅酸蓄电池在充电时的反应正好是放电时的逆反应。蓄电池的端电压是蓄电

池容量的一个重要标志，可以通过检测端电压来检测蓄电池的容量。所以这里主要介绍蓄电池充放电时端电压的变化。蓄电池在恒定电流作用下充放电过程中端电压的变化情况，如图 7-1 所示。

图 7-1a 表明铅酸蓄电池充电时电压是不断变化的。在充电初期，蓄电池的端电压升高很快（曲线中 OA 段），这是由于活性物质转化为 PbO_2 和 Pb 时，在极板活性物质微孔内形成的硫酸来不及向极板外扩散，引起电势增高。充电中期，由于活性物质微孔中硫酸增加的速度和向外扩散的速度渐趋平衡，故电压增高缓慢（AB 段）。充电后期，极板上的 $PbSO_4$ 已大部分变成 PbO_2 和 Pb。此时电压升至 2.5V 以上，继续充电，则电压升高，导致电解水生成氢和氧，电极上出现气泡。继续再充，则此时充电电流绝大部分用于电解水，最后到达 2.7V 左右时，充电电流可以认为全部用来电解水，此时电池已充满电。停止充电后，则电压立即骤降至 2.3V，最后慢慢降至 2.06V 左右的稳定状态。

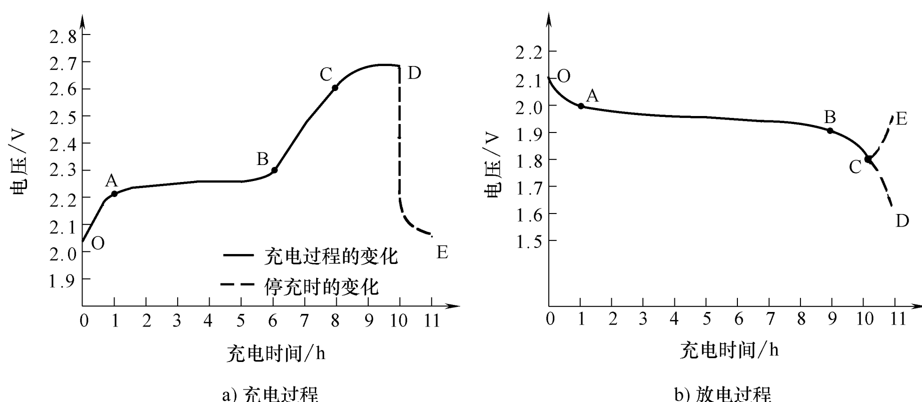


图 7-1 铅酸蓄电池端电压变化曲线

铅酸蓄电池放电时端电压也是不断变化的，如图 7-1b 所示。开始时，端电压下降很快（OA 段），这是由于极板微孔内形成的水分骤增，使其中硫酸浓度骤减引起的。放电中期，极板微孔中水分生成，与此同时极板外浓度较高的 H_2SO_4 渗入取得了动态平衡，故端电压下降较慢，形成 AB 段平台。放电电流越大，平台就越短，甚至没有平台；放电电流越小，平台就越长。放电末期极板上的活性物质已大部分转化为 $PbSO_4$，阻挡外部硫酸的渗入，电压下降较快，放电应当停止。此时的电池电压称为放电终止电压。电池的放电电流越大，终止电压越低；反之，小电流放电时的终止电压就会比较高。

如图 7-2 为简单的铅酸蓄电池模型，模型中电容 C 是根据蓄电池的额定 Ah 数及在蓄电池充满电和全放电时的电压决定的。利用它能在几分钟内获得蓄电池

的动态特性。不过只有在蓄电池不在充满电和全放电状态时，才具有好的仿真特性。1990 年 R. Giglioli、P. Menga 等人提出了铅酸蓄电池充放电的四阶动态模型，即采用电阻、电容网络电路来模拟蓄电池的各种行为特征来对蓄电池的充放电行为进行描述。由于四阶模型过于复杂，各电路元件参数难于确定，2000 年 M. Ceraolo 在此基础上提出更为简化的三阶动态模型。其等效电路图如图 7-3 所示。模型由主反应之路和寄生之路两部分组成，其中 *RC* 网络和电压源 E_m 构成主反应之路，电流 I_P 的走向为寄生支路。主反应支路考虑了电路内部的电极反应、能量散发和欧姆效应，寄生支路则主要考虑充电过程中的吸气反应，并以代数形式表示。

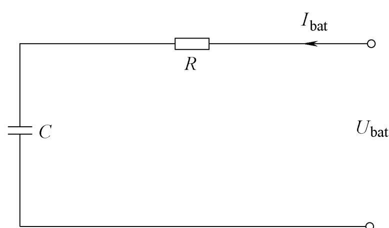


图 7-2　简单的铅酸蓄电池模型

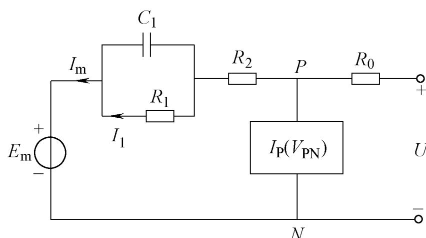


图 7-3　蓄电池充放电的三阶模型等效电路

7.1.2　蓄电池充放电控制方法

因充放电控制不合理而造成的 VRLA 蓄电池寿命终结的比例较高，VRLA 蓄电池早期容量损失、不可逆硫酸盐化、热失控、电解液干涸等都与充放电操作控制的不合理有关。在了解蓄电池充放电特性后，如何合理控制充放电过程是光伏发电系统中蓄电池应用的关键。对于蓄电池来说，电池标准中规定了以下几个相关的参数，来规范蓄电池的充放电过程，以防止蓄电池容量损失或寿命过短。

放电终止电压：指电池放电时的终止电压值。它是为了防止蓄电池过放电而规定的，蓄电池放电电压不能低于放电终止电压。

最大允许充电电流：指允许的最大充电电流。如果蓄电池充电电流超过这个规定值，即在更大电流下充电时，会产生极化现象，并会严重阻碍电解化学反应的进行，最终导致蓄电池的不可逆反应。此外，大电流充电会造成极板活性物质脱落损坏，使蓄电池温升和出气加重，导致蓄电池容量损失或过早失效。

最大允许放电电流：指允许的最大放电电流。过大的放电电流会使蓄电池极板弯曲变形，会产生过大的电压跌落而导致蓄电池的不正常关断。

过充电压（析气电压）：蓄电池充电时，端电压大于这个电压值时称为过充电压。过充时正极活性物质会受气体的冲击而脱落，使蓄电池寿命缩短。

蓄电池的可充电是蓄电池得以循环使用的关键。VRLA 蓄电池的充电方式按蓄电池的端电压、电流的控制方式不同，可分为恒流式、恒压限流式、两阶段恒

压式、半恒流充电式、快速充电和均衡充电等六种充电方式。

7.1.2.1 恒流充电

恒流充电就是以一定的电流进行充电，在充电过程中随着蓄电池电压的变化要进行电流调整使之恒定不变。这种方法特别适合于有多个蓄电池串联的蓄电池组进行充电，因为它可以使落后的蓄电池的容量得到恢复。这种充电方式的不足之处是，蓄电池开始时充电电流偏小，在充电后期充电电流又偏大，充电电压偏高，整个充电过程时间长，而且在充电后期，析出气体多，对极板冲击大，能耗高，充电效率不足65%。由于析气较多，VRLA蓄电池不宜使用此法。为避免充电后期电流过大的缺点，一种改进型的恒流方法得到应用，它就是分段恒流充电。这种方法相对原有方法就是在充电后期把电流减小了。在充电时，具体充电电流的大小、充电时间以及何时转换为小电流，必须参照蓄电池维护使用说明书中的有关规定进行设置，否则容易损坏蓄电池。充电过程中电压、电流变化关系如图7-4所示。

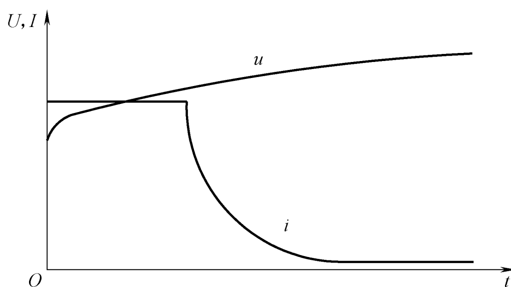


图7-4 恒流充电特性

7.1.2.2 恒压充电

恒压充电就是指以恒定电压对蓄电池进行充电。因此在充电初期由于蓄电池电压较低，充电电流很大，但随着蓄电池电压的渐渐升高，电流逐渐减小。在充电末期只有很小的电流通过，这样在充电过程中就不必调整电流。相对恒流充电来说，此方法的充电电流自动减小，所以充电过程中析气量小，充电时间短，能耗低，充电效率可达80%。这种方法的充电特性曲线如图7-5所示。

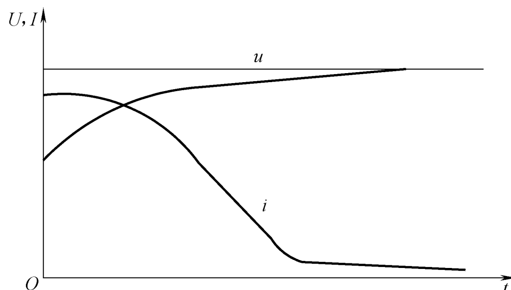


图7-5 恒压充电特性

这种方法也有其不足之处：在充电初期，如果蓄电池放电深度过深，充电电流会很大，这不仅会危及充电控制器的安全，而且蓄电池也可能因过电流而受到损伤；如果蓄电池电压过低，后期充电电流又过小，充电时间过长，不适合对串联数量较多的蓄电池组充电。这种充电方式，在小型光伏发电系统中常采用，由于其充电电源来自光伏阵列，其

功率不足以使蓄电池产生很大的电流，而且在这样的系统中蓄电池串联数量不多。

7.1.2.3　恒压限流充电

恒压限流充电是为克服恒压充电时初始电流过大而进行改进的一种方式。它是在充电电源与蓄电池之间串联一个限流电阻。当充电电流很大时，限流电阻上的电压降就会变大，从而减小了充电电压；当电流小时，限流电阻上的电压降也会变小，从而使加到蓄电池上的电压增大。这样就自动调整了充电电流，使之在某个限定范围内，使充电初期的电流就得到了限制。虽然充电控制器输出是恒压，但加在蓄电池上的电压不为恒压，因此也称这种方式为准恒压方式。串联电阻的可按下式计算：

$$R = \frac{U - 2.1}{I} - R_n \tag{7-4}$$

式中，U 为充电电压（V）；I 为充电电流（A）；R_n 为蓄电池的内阻。

这种采用串联电阻限流的方式对于光伏系统来说不是优化方案，因为串联电阻将消耗掉有限的电能，但如果采用电力电子变流器实现恒压限流则可以解决能耗的问题。

7.1.2.4　二阶段、三阶段充电

二阶段、三阶段充电是克服了恒流与恒压充电的缺点的一种充电策略。它要求首先对蓄电池采用恒流充电方式充电，当蓄电池充电到达一定容量后，采用恒压方式进行充电。这样蓄电池在初期充电不会出现很大的电流，在后期也不会出现高电压，使蓄电池产生析气。其充电特性如图 7-6 所示。

在两阶段充电完毕，即蓄电池容量到达其额定容量（当时环境条件下）时，有些充电控制器会允许对蓄电池继续以小电流进行充电，以弥补蓄电池的自放电，这种以小电流充电的方式也称为浮充。这就是在两阶段基础上的第三阶段，但在这一阶段的充电电压要比恒压阶段的低。如图 7-6 所示的虚线 u_f。

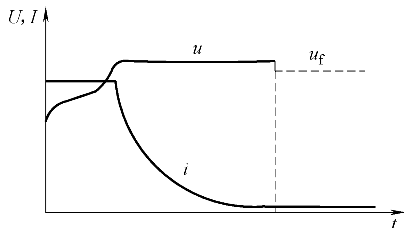


图 7-6　二阶段、三阶段充电特性

7.1.2.5　快速充电

正常充电方式蓄电池从 0% 到 100% 容量，一般需要 8 ~ 20h，充电时间较长。在某些场合需要缩短充电时间，此时就需要采用快速充电，快速充电就是采用大电流和高电压对蓄电池充电，在 1 ~ 2h 内把蓄电池充好。这种方式采用了不断地脉冲充电和反向电流短时间放电相结合的方法，所以也就避免了蓄电池析气和电解液温度过高的问题。短时反向放电的目的是消除蓄电池大电流充电过程中产生的极化。这样就可以大大地提高充电速

度，缩短充电时间。当然脉冲充电电流、持续时间和放电电流以及持续时间必须根据蓄电池的要求进行。

7.1.2.6 均衡充电

均衡充电主要是为蓄电池组中某些蓄电池（组）由于电池特性或环境原因造成充电不均匀（主要是某些欠充），而以小电流进行的过充电方式。均衡充电可防止一些蓄电池出现早期容量损失。由于过充的缺点，此种方式不宜经常使用，但当出现下列情形之一时，应实施此方式充电：蓄电池组长时间大电流放电；蓄电池组中个别电压偏低，使全组蓄电池产生差别时；蓄电池组长时间放电没得到及时充电。

7.1.3 光伏系统中的充放电技术

7.1.3.1 光伏阵列直接充电

光伏阵列直接充电在小功率型的用户中大量使用，如图7-7所示。因为它的充电电路只需一个二极管，具有功耗低、电路简单等特点。但由于光伏阵列的输出电压随外界环境的变化而变化，所以当阵列输出电压低于蓄电池的电压时，不能对蓄电池进行充电。当设计有较高的光伏阵列输出电压时，还可能对蓄电池造成过充，影响蓄电池的使用寿命。另外，由于蓄电池的电压基本稳定，使光伏阵列的输出电压也基本固定，从而可能使阵列输出功率不是在最大功率点处。在不增加较大成本的情况下，对这种充电方式的改进是在蓄电池侧加装蓄电池过电压断开开关，使蓄电池不至于发生过充。

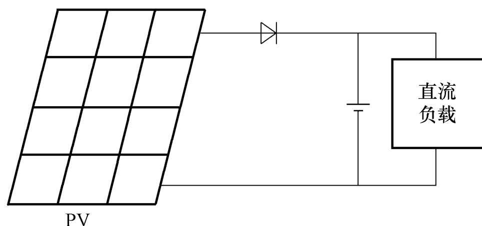


图7-7 直接充电电路

7.1.3.2 蓄电池恒压充电

为保护蓄电池，可以在太阳能光伏阵列的输出增加恒压控制电路，使蓄电池保持在恒压状态下进行充电。这种充电方式大多采用DC-DC变换技术中的Buck电路来实现，其中控制采用PWM技术，如图7-8所示。为防止过大的充电电流和保护开关器件，可串联一个电抗器Z进行限流。

7.1.3.3 光伏阵列恒压（CVT）充电

在温度变化不太时，太阳能光伏阵列的最大功率点的电压基本稳定。因而通过设定光伏阵列在某一温度下的输出电压，即可使阵列在最大功率点附近工作，这样就充分利用了太阳能。当然。为保证蓄电池有效的充电，可在控制回路中增加蓄电池充电电压与电流的反馈，如图7-9所示。这样就能实现过电压和过电流保护，以及恒压充电控制。同时为适应温度变化对光伏阵列的影响，应根据不同

的温度或季节调节阵列的输出电压。调节方法有手动和微机自动调节两种。微机自动调节是利用微处理器采集光伏阵列温度，根据温度查表或计算在当前温度下光伏阵列最大功率点的输出电压，并与自身现有电压值做比较后进行调节。这种充电方式考虑到了蓄电池的过充和过电流的保护，也兼顾了太阳能光伏阵列的最大功率输出，而且运行稳定，是一种较先进的充电方式，但对蓄电池的高效充电欠考虑。

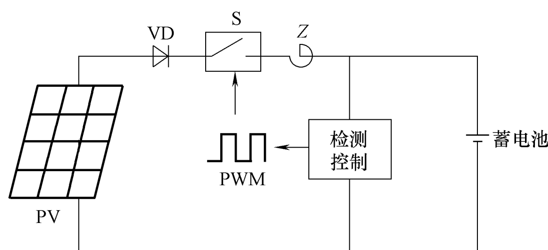


图 7-8　恒压充电电路

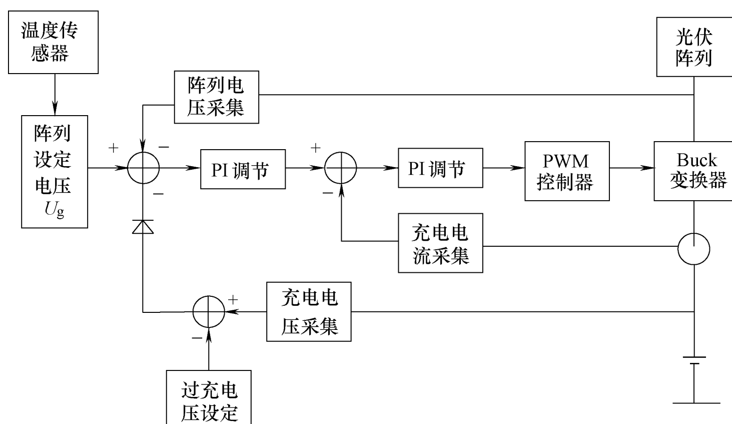


图 7-9　CVT 充电控制电路框图

7.1.3.4　光伏系统中的均衡充电

均衡充电在光伏系统有重要的意义。光伏系统中经常是以小电流放电，易形成蓄电池的酸层化，定期地均衡充电可以使电解液混合，阻止层化的出现。实现均衡充电的方式有很多。如图 7-10 所示为其中的一种，它是串联型的均衡充电电路，每个单体蓄电池都有各自的均衡充电电源和控制开关 S，并且能通过串联的分流器 R_S 测量到各单个蓄电池的充电电流，

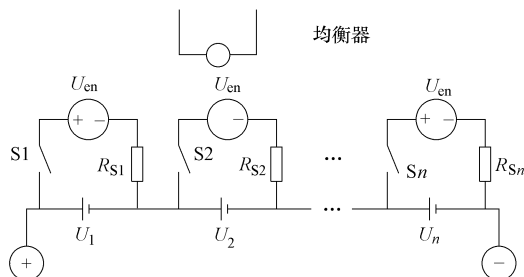


图 7-10　一种均衡充电方法

从而有利于了解单个蓄电池的荷电状态。

7.2 超级电容储能系统

超级电容是20世纪60年代发展起来的一种介于电池和传统电容器之间的新型储能器件，具有法拉级的超大电容量，比同体积的电解电容容量大2000～6000倍，功率密度比电池高10～100倍，可以进行大电流充放电，且充放电效率高。超级电容的出现填补了传统的静电电容和化学电源之间的空白，并以其优越的性能及广阔的应用前景受到了各个国家的重视。超级电容有多种外观形式。超级电容的分类方法并未完全统一，一般认为超级电容包括电化学（Electrochemical Capacitor，EC）和双层电容器（Electric double lager Capacitor）两大类。超级电容器储能机理在1879年被Helmholz发现，但利用这个原理将大量的电能存储在物质表面，像电池一样用于实际目的的人是Becker。随后，美国Sohio公司开始利用基于高比表面的碳材料的双层电容。Conway于1975～1981年间开发了另一种类型的准电容体系。日本NEC公司也从1979年开始一直生产超级电容，并将该技术应用于电动汽车的电池启动系统，开始了超级电容器的大规模商业应用。

超级电容的工作原理是利用双电层原理的电容，如图7-11所示。当外加电压加到超级电容的两个极板上时，与普通电容一样，极板的正电极存储正电荷，负极板存储负电荷。在超级电容的两极板上电荷产生的电场作用下，电解液与电极间的界面上形成相反的电荷，以平衡电解液的内电场，这种正电荷与负电荷在两个不同相之间的接触面上，以正负电荷之间极短间隙排列在相反的位置上，这个电荷分布层叫做双电层，因此电容容量非常大。当两极板间电势低于电解液的氧化还原电极上的电势时，电解液界面上电荷不会脱离电解液，超级电容为正常工作状态（通常为3V以下）；如超级电容两端电压超过电解液的氧化还原电极上的电势时，电解液将分解，为非正常状态。由于随着超级电容放电，正、负极板上的电荷被外电路泄放，电解液的界面上的电荷相应减少。由此可以看出，超级电容的充放电过程始终是物理过程，没有化学反应。因此性能较为稳定。

在超级电容的应用中，由于其额定电压很低（不到3V），常需要大量的串联。又由于经常需要大电流充放电，因此串联中的各个单体电容上电压是否一致是至关重要的。如果不采取必要的均压措施，会引起各个单体电容上电压差别较大，严重影响超级电容的性能和寿命。

超级电容多用于储能。充有电荷后静置状态下的电荷保持能力取决于漏电流，经过相对长的静置时间后，漏电流大的超级电容保持的电荷明显低于漏电流小的。因此放电时，漏电流大的先达到放电结束，而漏电流小的仍保持较多的电

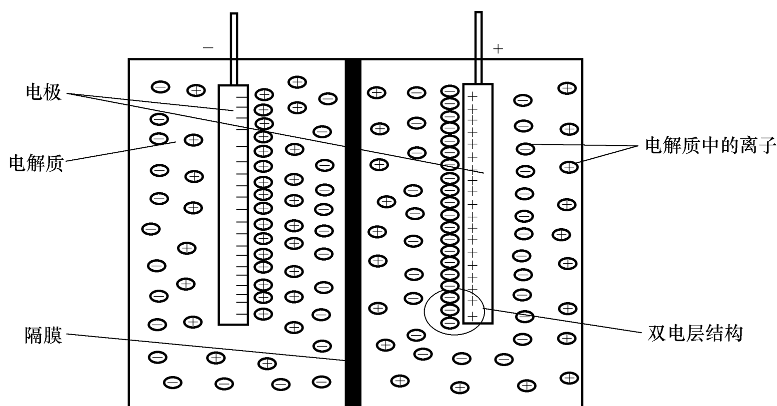


图 7-11　超级电容原理

荷，充电时漏电流小的首先达到充电结束。

7.3　燃料电池后备系统

燃料电池是将所供燃料的化学能直接变换为电能的一种能量转换装置，是通过连续供给燃料从而连续获得电力的发电装置。它作为一种新型分布式发电，具有一定的优势，主要表现在电池直接发电，能量转化的效率比较高；对环境无污染，不排出有害物质且噪声比较低；热电联供或与其他技术结合时其效率会更高；操作简单，建设周期比较短，可靠性比较高。目前燃料电池性能已经大大改进，成本也显著降低，正处于商业化示范阶段。燃料电池在分布式发电领域的应用，已经从小型居民区的热电联供扩展到大型的中心发电站。在直流分布式光伏发电系统中，燃料电池可辅助光伏电池发电，满足负载需求，还可以为系统启动提供电能，并且改善系统的动态性能。

按照电解质种类不同，燃料电池可以分为五类：碱性燃料电池、磷酸盐燃料电池、熔融碳酸盐燃料电池、固体氧化物燃料电池和质子交换膜燃料电池（Proton Exchange Membrane Fuel Cell，PEMFC）。不同类型的燃料电池有其各自的特点，因此燃料电池具有非常广泛的应用领域。其中，磷酸盐燃料电池由于其不存在严重的技术问题，已经成功应用于分散型或中心电站型发电厂，但是在现场发电系统方面由于成本比较高，应用比较少。质子交换膜燃料电池的功率范围比较大；工作温度低，其最佳工作温度为 80℃ 左右，在室温也能正常工作；启动速度快，适用于频繁启动的场合。它能在较大电流密度下工作，具有比其他类型燃料电池更高的功率密度，特别适合分布式发电、便携式电源等领域。目前，它已经成功应用于固定发电厂、家用发电、居民家用分散型电源系统，是后备电源的

最佳选择，并且有望解决燃料电池发电成本比较高的问题。下面关于燃料电池的基础理论都是以质子交换膜燃料电池为例进行描述的。

7.3.1　燃料电池的基本原理

以质子交换膜燃料电池为例，来对燃料电池的工作原理进行说明。如图7-12所示为燃料电池的原理示意图。其中阳极为氢电极，阴极为氧电极。通常，为了加速电极上发生的电化学反应，阳极和阴极上都含有一定量的催化剂。两个电极之间是电解质，电解质为质子交换膜。

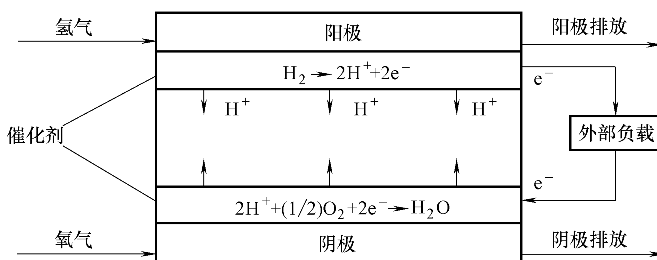


图7-12　燃料电池的原理示意图

氢气通过导管或导气板到达阳极，在阳极催化剂的作用下，1个氢分子解离为2个氢离子即质子，并释放出2个电子，阳极的反应为


$$H_2 \longrightarrow 2H^+ + 2e^- \tag{7-5}$$

在阴极，氧气通过导管或导气板到达阴极，同时氢离子穿过电解质到达阴极，电子通过外部电路也到达阴极。在阴极催化剂的作用下，氧分子与氢离子和电子发生反应生成水，阴极的反应为


$$2H^+ + (1/2)O_2 + 2e^- \longrightarrow H_2O \tag{7-6}$$

总的化学反应为


$$H_2 + (1/2)O_2 \longrightarrow H_2O \tag{7-7}$$

在这个反应过程中，转移的电子在外部电路中形成电流，同时释放电能。质子交换模燃料电池，工作温度为80℃时，输出电压约为1V。这意味着要产生一个有用的电压，就必须将许多个电池单体以串联的方式连接起来。这样形成的电池组叫做电堆。通过电堆可以输出满足要求的电压和可以利用的功率。

7.3.2　燃料电池的输出特性

质子交换膜燃料电池 *U-I* 输出特性曲线如图7-13所示。PEMFC在反应生成液态水时的理想标准电势为1.23V，由于存在不可逆损失，电池的实际电势随输出电流的增加而减小。PEMFC有三种极化会导致不可逆损失：活化极化、欧姆

极化、浓差极化。活化极化是指由于化学反应以及与电极表面上原子或分子产生吸附过程而使电池电压减小的现象。在电池输出电流较小时，活化极化会使电池电压建立对数下降区（A 区）。欧姆极化是指由质子膜的等效膜阻抗和阻碍质子通过质子膜的阻抗产生电压降而使电池电压下降。当输出电流较大时，欧姆极化是主导因素，使得电池电压经历线性下降区（B 区）。当输出电流趋于电池的极限电流时，质量传输问题影响氢气和氧气的浓度而导致浓差极化，使电池电压受到很大的影响，该区域电池电压呈指数下降（C 区）。

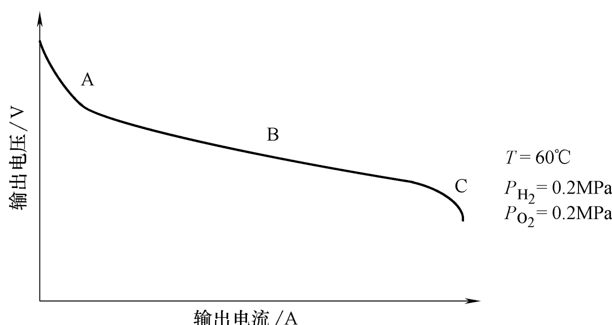


图 7-13　燃料电池的输出特性曲线

7.3.3　燃料电池的数学模型

PEMFC 是一个非线性、多输入、强耦合的复杂动态系统，其动态特性研究对于电池的设计开发和实际应用有极其重要的作用。为了提高 PEMFC 系统的运行可靠性和稳定性，必须采用可行的控制方法，使得系统在不同负载和负载突变的情况下，保持稳定的输出电压或做出快速的响应。而建立电池的数学模型，可以用于预测电池的性能，指导仿真和控制系统的设计。

大量文献研究了 PEMFC 的经验模型和机理模型，还有将经验与机理相结合得到的模型。这些模型由于考虑的变量不同，使其复杂程度也不同。其中，经验模型由于只是将电池电压表现为电流的函数，在实际预测和控制中有一定的局限性。机理模型要复杂得多，但是其复杂性限制了它在仿真和控制系统设计方面的应用。

由于 PEMFC 模型研究涉及体力学、热力学和电化学等众多学科，所以下面只简单介绍一种比较有效的 PEMFC 数学模型，它有助于对 PEMFC 的特性分析、模型优化和实时控制系统的设计。

根据相关文献提出的 PEMFC 输出特性经验公式，单电池的输出电压可以表示为

$$U_{cell} = E_o - U_{act} - U_{oh} - U_{con} \tag{7-8}$$

式中，E_o 为电池的平衡电动势；U_{act} 为活化过电压；U_{oh} 为欧姆过电压；U_{con} 为浓差过电压。

$$E_o = \Delta G/2F - \Delta S(T - T_{ref})/2F + RT(\ln P_{H_2} + \ln P_{O_2}/2)/2F \tag{7-9}$$

式中，ΔG为吉布斯自由能；F为法拉第常数；ΔS为标准摩尔熵；T、T_{ref}为电池温度和参考温度；R是气体常数；P_{H_2}、P_{O_2}分别为氢气和氧气分压。

活化过电压U_{act}包括阳极过电压和阴极过电压两部分，表示为

$$U_{act}=\xi_1+\xi_2 T+\xi_3 T\ln(C_{O_2})+\xi_4 T\ln I \tag{7-10}$$

式中，I为电池输出电流；ξ_1、ξ_2、ξ_3和ξ_4为在流体动力、热动力以及电化学基础上通过实验数据拟合得到的模型系数；C_{O_2}为阴极催化剂界面溶解的氧气浓度。

上节已经指出，欧姆过电压U_{oh}由两部分阻抗压降组成，表示为

$$U_{oh}=I(R_M+R_c) \tag{7-11}$$

式中，R_c为阻碍质子通过质子膜的阻抗；等效膜阻抗R_M可由欧姆定律得到

$$R_M=r_M l/A \tag{7-12}$$

式中，l为交换膜的厚度；A为膜的活化面积；交换膜的电阻率r_M可以用下式表示：

$$r_M=181.6[1+0.03(I/A)+0.062(T/303)^2(I/A)^{2.5}]/\{[\lambda-0.643-3(I/A)]\exp[4.18(T-303)/T]\} \tag{7-13}$$

式中，λ为交换膜的含水量，是一个可调参数。

浓差过电压U_{con}可以表示为

$$U_{con}=B\ln(1-J/J_{max}) \tag{7-14}$$

式中，B是由PEMFC自身和它的工作状态决定的；J、J_{max}分别为电流密度和最大电流密度。

在PEMFC中存在双层电荷层现象，即电子会聚集在电极表面，而氢离子会聚集在电解质表面。它们之间产生一个电压，通过在极化电阻两端并联一个等效电容C，可使电极和电解质表面以及附近电荷层进行电荷和能量储存。等效电容能有效“平滑”等效电阻上的电压降，使PEMFC具有优良的动态特性。令等效电阻上的总极化过电压为U_d，则单电池动态特性表示为

$$dU_d/dt=I/C-U_d/\tau \tag{7-15}$$

式中，时间常数$\tau=CR_a=(U_{act}+U_{con})/I$，它随负载变化。等效电阻$R_a$是活化过电压、浓差过电压和电流的函数。

最终，PEMFC输出电压可以表示为

$$U_{cell}=E_o-U_{oh}-U_d \tag{7-16}$$

设定PEMFC电堆由N个相同的单电池串联而成，则电堆电压为

$$U_{stack}=NU_{cell} \tag{7-17}$$

最终得到了能表征PEMFC输出特性的数学模型。

7.3.4 燃料电池的控制实现

PEMFC的输出电压是评定PEMFC系统性能的重要指标之一。在应用燃料

电池供电时，需要保证在不同负载作用下，使其输出电压稳定。由上面的分析可以得到电池输出电压是氢气和氧气压力、电池温度以及输出电流的函数，表示为

$$U_{cell}=f(P_{H_2},P_{O_2},T,I) \tag{7-18}$$

在 PEMFC 内部，氢气的压力受到流入氢气流量、流出氢气和反应消耗氢气流量影响，根据能量守恒定律和理想气体状态方程，可表示为

$$\frac{V_a}{RT}\frac{dP_{H_2}}{dt}=m_{H_2}-K_a(P_{H_2}-P_{H_2,B}-0.5NIF) \tag{7-19}$$

式中，V_a 为阳极流场总体积；m_{H_2}为流入氢气流量；K_a 为阳极流量系数；$P_{H_2,B}$为氢气排除压力。

同理，存在氧气压力特性方程式为

$$\frac{V_c}{RT}\frac{dP_{O_2}}{dt}=m_{O_2}-K_a(P_{O_2}-P_{O_2,B}-0.5NIF) \tag{7-20}$$

式中，V_c 为阴极流场总体积；m_{O_2}为流入氧气流量；K_a 为阴极流量系数；$P_{O_2,B}$为氧气排除压力。

如图 7-14 为 PEMFC 的系统控制结构，四个输入量决定了电池输出电压的大小，其内部结构可以根据式（7-18）~式（7-20）搭建。

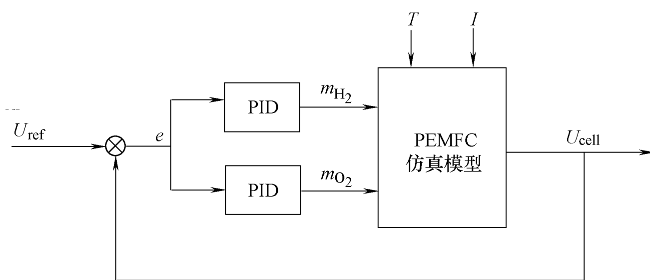


图 7-14　PEMFC 仿真模型及其输出控制结构

在电池温度和负载电流确定的情况下，阳极和阴极反应气体的流速便是影响 PEMFC 输出电压的主要因素。这样就可以采用 PI 调节器，并通过其输出来调整气体流速，从而改变气体压力，使输出电压达到预期电压值，具体实现的控制结构图已在图 7-14 中给出。其中，m_{H_2}、m_{O_2}分别为流入阳极和阴极的氢气和氧气流量，e 为电压误差，T 为电池温度，I 为电池负载电流，U_{ref}为电池输出电压参考值，U_{out}为实际输出电压。这种 PI 调节器控制方式，使得燃料电池在负载扰动情况下，能保持输出电压恒定，在直流分布式系统中可以等效为一个恒压源。

7.4 光伏发电系统集成

系统集成是电力电子技术重要的研究方向之一，也是提高系统功率密度、降低成本的一种优化设计方法。系统集成技术应用于光伏发电系统，除了以上优点外，还可以起到优化系统配置、集中能量管理等作用。目前，就集成程度而言，光伏发电系统集成有变换器级系统集成和配电网级系统集成两种结构。

7.4.1 光伏发电系统集成概况

7.4.1.1 变换器级系统集成

在可再生能源联合供电系统中，各输入源可以通过 DC-DC 或 DC-AC 变换器直接汇总到母线上，前者在电力、交通、通信等领域应用广泛，后者可直接为交流负荷供电。直流母线与发电单元的连接方式主要有两种，一种是系统中的每种可再生能源通过一个单输入 DC-DC 变换器与母线相连，如图 7-15 所示。单输入变换器构成的系统器件数量较多，一次性投资与后期维护费用较高。另外，从控制角度上讲，每个输入源在独立控制的同时也要保证与其他输入源协调工作，实际运行时需要建立端口间的通信网络，因此系统设计稍显复杂。

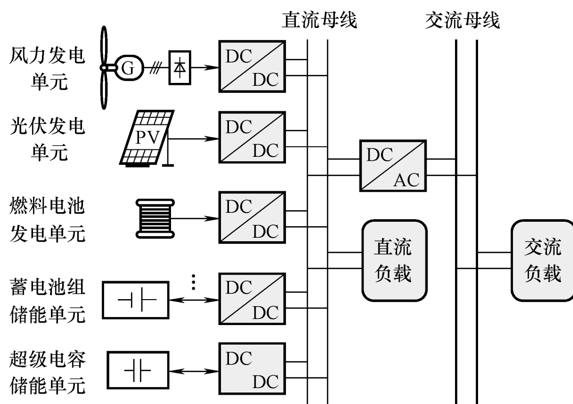


图 7-15 基于单输入变换器的可再生能源联合供电系统示意图

另一种是所有的可再生能源通过一个多输入 DC-DC 变换器（Multi-input DC-DC Converter，MIC）与负载相连，如图 7-16 所示。MIC 就是将单输入变换器中具有相同功能的元器件复用，因此在一定程度上有助于提高系统功率密度，降低成本，也便于能量集中管理。多输入变换器拓扑构成灵活性强，对可再生能源兼容性强；输入源的性质、幅值和特性可以相同，也可以不同；多个输入源可以分时或同时向负载供电。

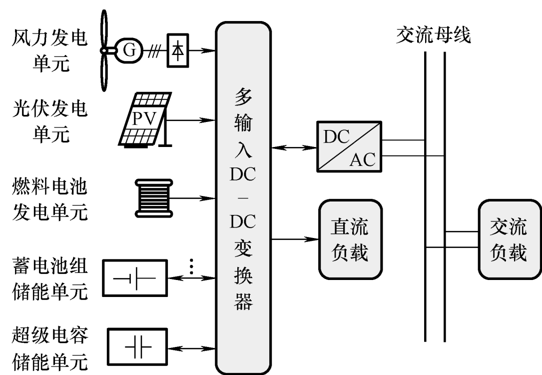


图 7-16　基于多输入变换器的可再生能源联合供电系统示意图

表 7-1 清晰地给出多输入变换器与传统单输入变换器相比的优势之处。纵观电力电子技术的发展史，其趋势必是低成本、结构紧凑、高效率，而多输入变换器符合发展规律，前景广阔，但随之而来的控制复杂性也给系统设计增加更多挑战。多输入变换器或称为多端口变换器，将各种可再生能源、储能和后备元件以及负载集中在一个变换器中，实现了变换器级的可再生能源发电系统集成。

表 7-1　传统单输入变换器与多输入变换器构成供电系统的特点比较

	传统单输入变换器	多输入变换器
直流母线	需要	不需要
电能变换次数	大于 1 次	最少次数
控制思想	独立控制,需通信网	集中控制,无通信网
能量管理方案评价	复杂,响应过程慢	简单,响应过程快
变压器特征(需要时)	多个双绕组变压器	一个多绕组变压器
实施成本	高	低

7.4.1.2　配电网级系统集成

除了以多端口变换器为代表的变换器级系统集成之外，一种面向未来的可再生电能配送和管理（Future Renewable Electric Energy Delivery and Management，FREEDM）系统中心正处于研究之中，以促进配电系统的现代化，其研究有助于制定有关未来智能电网实施与优化运行的标准。由 FREEDM 系统中心所设想的配电系统的结构如图 7-17 所示。

以电力电子变流器为基础的固态变压器（SST）是 FREEDM 配电系统的关键部件之一。除了具备普通配电变压器的功能外，SST 还可直接连接分布供电单元和分布式储能单元，从而提高了配电系统的可靠性。此外，SST 通过一个安全的通信网络实现配电智能化，以确保配电系统的稳定性和最佳的运行。另外 FREEDM 配电系统的另一个重要部件是故障识别设备，这是一个能够启用智能

故障管理的快速保护装置。SST 由于频率高，所以具有体积小、重量轻等优点。另外，它还能充分利用最先进的电力电子设备，这就使得 SST 具有额外的功能，例如按需向电网提供无功功率、电能质量管理、限流、储存管理以及终端使用的直流总线。如果将较差的负载功率因数和谐波与配电系统隔离，将提高整个系统的效率。此外，在相同的额定功率条件下，与普通变压器相比，选择新型材料用于半导体和磁性元件，有助于改善其效率。图 7-18 给出了 SST 与光伏（PV）发电、存储、电气负载以及插入式混合动力电动汽车（PHEV）的接口。

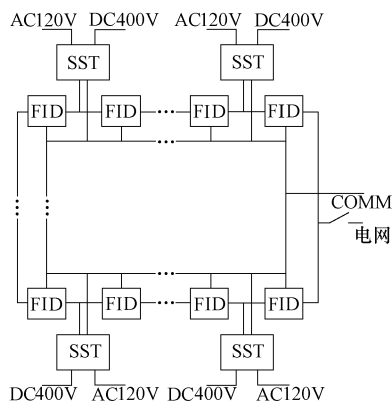


图 7-17 基于配电系统设想的 SST

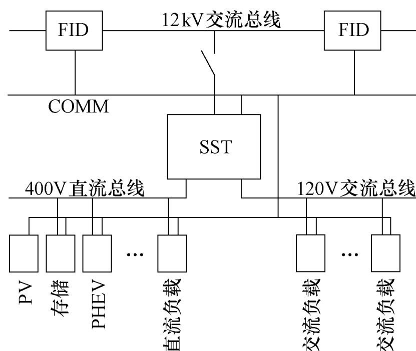


图 7-18 通过 SST 集成的 DES，DER 与智能负载

7.4.2 多端口 DC-DC 变换器

多端口 DC-DC 变换器是变换器级光伏发电系统的核心部件，下面对其进行详细介绍。

7.4.2.1 多端口 DC-DC 变换器的基本结构

多端口 DC-DC 变换器根据电路自身的结构特点可以分为如图 7-19 所示的几种典型结构。

1）输出并联变换器，利用均流技术实现多能源共同供电，并联多个单输入直流变换器；

2）输入并联变换器，将多个变换器的输入通路并联在一起，可以通过选通控制电路选择某一个输入源供电；

3）变压器耦合变换器，利用变压器将两个或两个以上的单输入变换器的公共端口耦合在一起，又可以分为分时供电型和同时供电型；

4）串联型变换器，通过适当的连接方式，将多个输入直流变换器串联，连接到共用负载上。

7.4.2.2 拓扑组合规则

以上只给出了多端口 DC-DC 变换器的基本结构。谈到具体的拓扑组合规则，

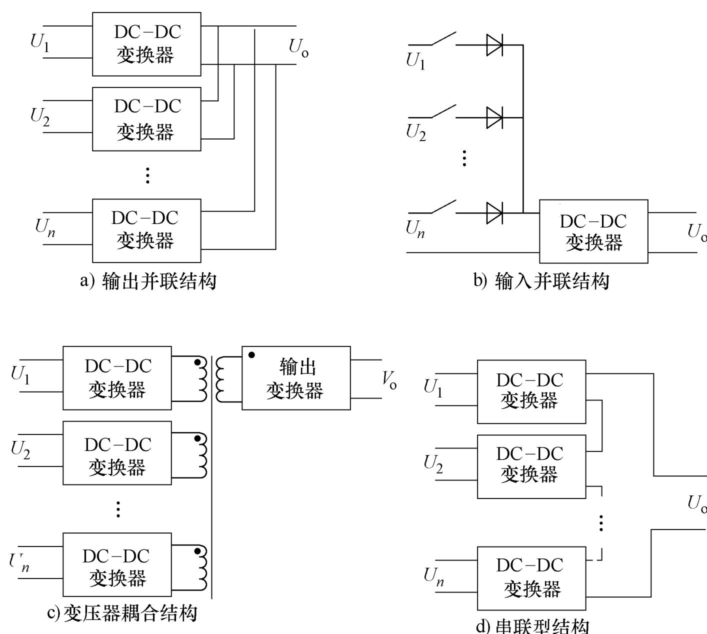


图 7-19　多端口 DC-DC 变换器电路结构示意图

Y. M. Chen 提出了 PVSC（脉冲电压源单元）与 PCSC（脉冲电流源单元）概念，并将这些概念应用于基本非隔离 DC-DC 变换器中（如 Buck、Boost、Buck-Boost 等），得到了多种非隔离的多输入变换器拓扑。在图 7-20 中给出了几种常用的脉冲电压源、脉冲电流源。在此基础上，李艳、阮新波等提出了带缓冲单元和不带缓冲单元两种多输入变换器合成方法。在他们的文献中，将构成多输入变换器的基本单元分为了Ⅰ类脉冲单元和Ⅱ类脉冲单元；通过分析脉冲源之间连接规则，可得到一系列可以分时供电、同时供电、既可分时也可同时供电的多输入变换器。将上述的方法应用于基本的正激、反激、半桥、推挽、全桥等隔离型 DC-DC 变换器中，还可得到隔离型多输入变换器。

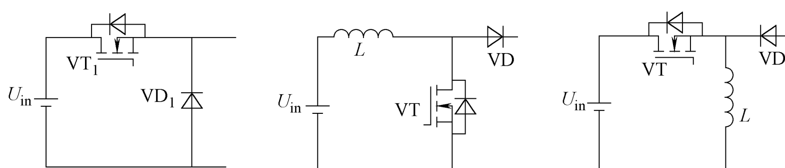
利用单极性脉冲电源单元生成多端口变换器，可广泛应用于新能源等功率变换系统。多端口变换器拓扑结构的简化，控制方式难度降低等是其发展方向。如通过对全桥变换功率流通路径重新构建，得到一种适用于宽输入电压范围的三端口变换器，如图 7-21 所示。

7.4.2.3　多端口 DC-DC 变换器的分类

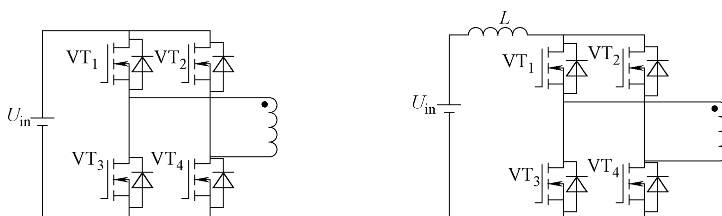
按能否实现电气隔离划分，多端口 DC-DC 变换器可分为三种：非隔离型变换器、部分隔离型变换器和全隔离型变换器。

1. 非隔离型变换器

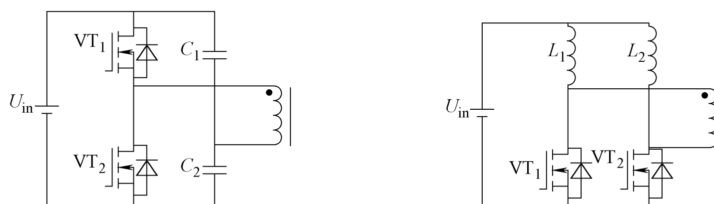
所谓非隔离型多端口 DC-DC 变换器是指不同端口各自变换器的输入输出级



a) 电压源型的Buck、电流源型的Boost和Buck/Boost



b) 电压源型和电流源型全桥变换器



c) 电压源型和电流源型半桥变换器

图 7-20 脉冲电压源和脉冲电流源

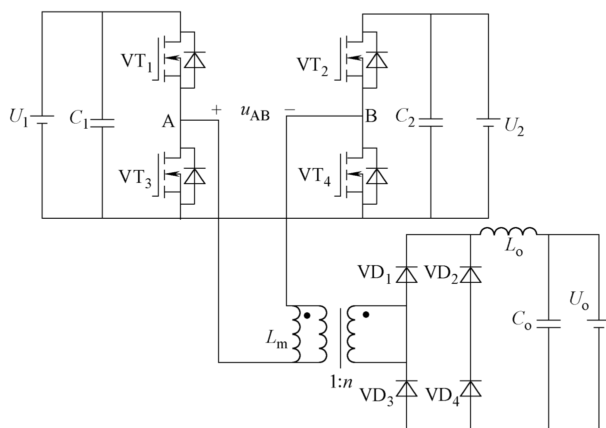
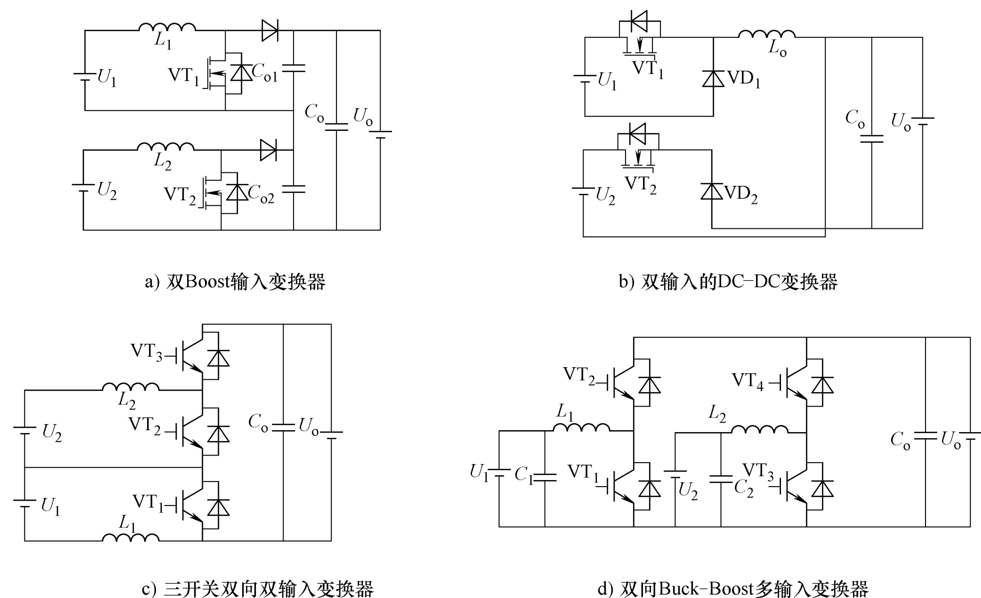


图 7-21 H 桥三端口 DC-DC 变换器

之间没有电气隔离，通过导线直接连接在一起的。图 7-22 中列举了几种典型非隔离型结构。非隔离型多端口变换器多是在基本的 DC-DC 变换器中增加开关管、电感、电容等元器件，添加与原来电路相似的结构，使之增加输入端口或是输出端口。非隔离型多端口变换器，不同端口之间多由公共的直流母线交换能量，由

于直流侧电压变化范围较小，不适用于多种电压等级的应用场合，在电压变化范围大的场合，其应用受到限制。



a) 双Boost输入变换器

b) 双输入的DC−DC变换器

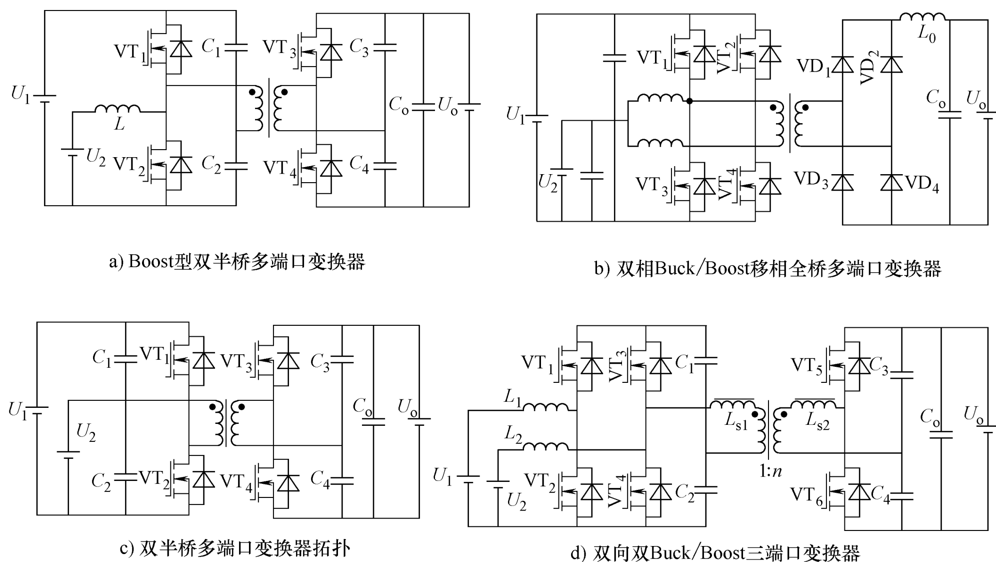
c) 三开关双向双输入变换器

d) 双向Buck−Boost多输入变换器

图 7-22　非隔离多端口 DC-DC 变换器

2. 部分隔离型变换器

图 7-23 中列举了几种常见的典型部分隔离型多端口 DC-DC 变换器拓扑结



a) Boost型双半桥多端口变换器

b) 双相Buck/Boost移相全桥多端口变换器

c) 双半桥多端口变换器拓扑

d) 双向双Buck/Boost三端口变换器

图 7-23　部分隔离型多端口 DC-DC 变换器

构。部分隔离型多端口 DC-DC 变换器是指多端口变换器的各个端口中有一部分端口以同一个地为参考点，其余的端口之间存在电气隔离。部分隔离型多端口 DC-DC 变换器的出现增加了系统安全性，并且实现了不同端口间的电压匹配。对于图示的几种部分隔离型多端口 DC-DC 变换器拓扑结构，它们的主体结构部分是隔离型的桥式拓扑，如双向的 Boost 双半桥、双向双半桥、半桥、移相全桥拓扑等。在这些主体拓扑的基础上，根据要实现的功能，加入电感、开关、二极管等元器件，构成部分隔离型的多端口变换器。

3. 全隔离型变换器

全隔离型多端口变换器是研究的热点，全隔离多端口变换器是指多个端口之间全部实现电气隔离了，不同端口间的功率传递均要通过多绕组变压器，图 7-24 给出了几种典型的全隔离型多端口 DC-DC 变换器拓扑。全隔离型多端口拓扑是在部分隔离多端口拓扑的基础上，增加变压器的绕组个数，实现全部端口之间的电气隔离；或者是在基本的隔离型电路中，增加电源端口构成的。

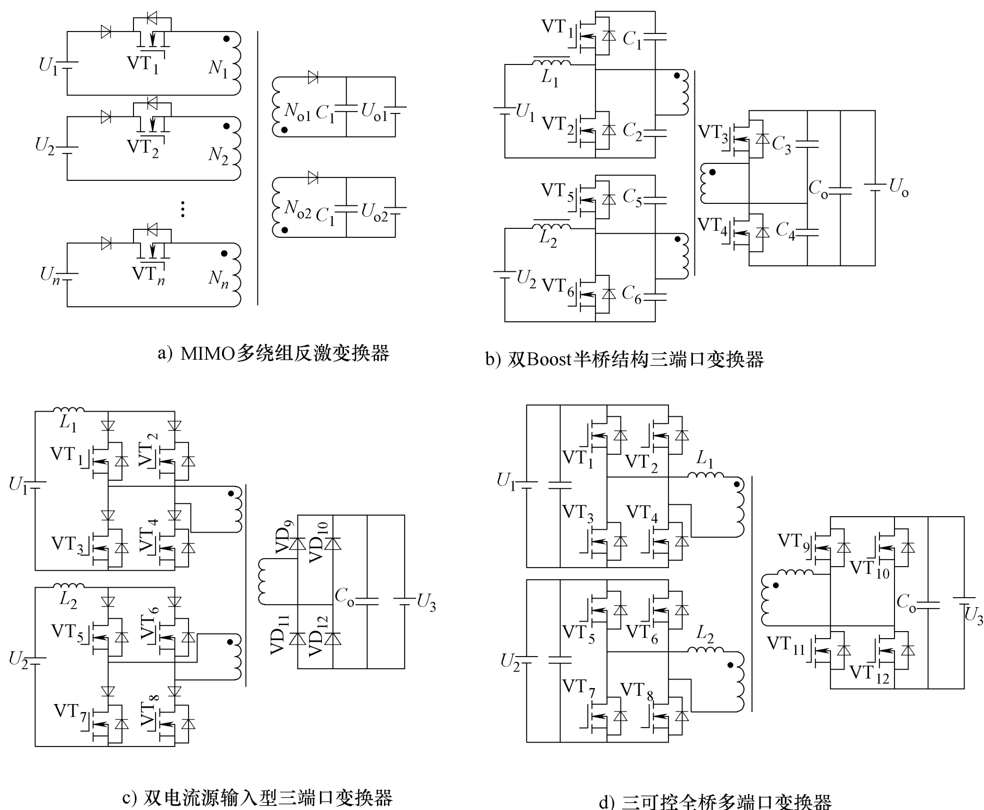


图 7-24 隔离型多端口变换器

相比较于非隔离型拓扑，在隔离型拓扑中，多利用高频隔离变压器为不同的输入源、存储设备及负载提供了电气隔离，而且通过调整变压器绕组的匝数比可以实现输入源不同电压等级的匹配，不需利用多个低压元件的串联来提高电压等级。另外，应用变压器，可提高变换器的功率密度，使系统结构更加紧密，也便于实现多路隔离输出的功能。

7.4.2.4　隔离单元工作分析

对于图 7-25 所示的多端口 DC-DC 变换器，可以将其看作是两个独立的单端口输入的变换器来分析。图 7-26 给出了端口 1 的电流全桥工作时的等效电路。对于前级的电流型桥式 DC-AC 逆变电路，传统 PWM 控制方式不再适合。这是因为在电流型桥式电路中应用传统的 PWM 控制方式时，由于输入电感的存在，使得两对开关管 VT_{11}和 VT_{14}、VT_{12}和 VT_{13}在切换时必须存在一个很小的同时导通时间，以抑制电感电流突变引起的电压尖峰。而由于这一小段重叠导通时间的存在，会将变压器的电压钳位为零，从而影响另一个端口功率的正常传输。所以在

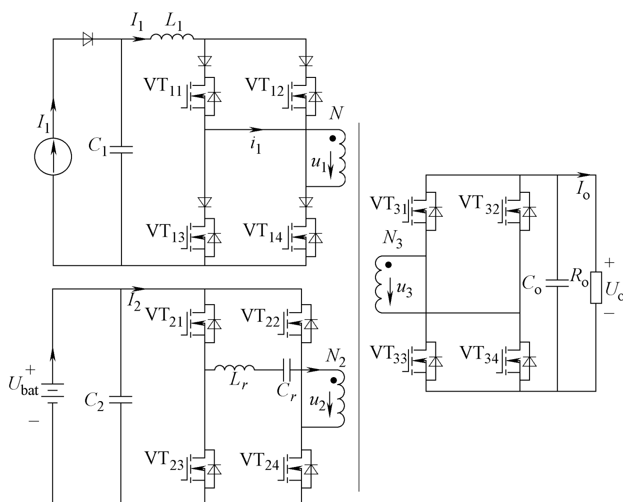


图 7-25　一种全隔离三端口变换器

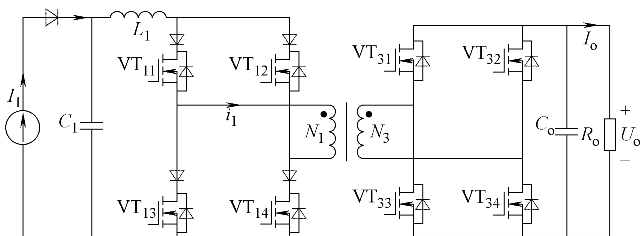


图 7-26　电流桥工作时图 7-25 变换器的等效工作电路

该电流型桥式电路中，采用了移相的 PWM 控制方式：开关管 VT_{11}、VT_{12}、VT_{13} 和 VT_{14}的开通时间略大于半个周期并且为一定值，控制信号彼此之间存在一定的相位差。图 7-27 给出了电流源型全桥的驱动脉冲波形和主要信号波形，定义同一桥臂上的两个开关管同时导通的角度为重叠导通角 α。

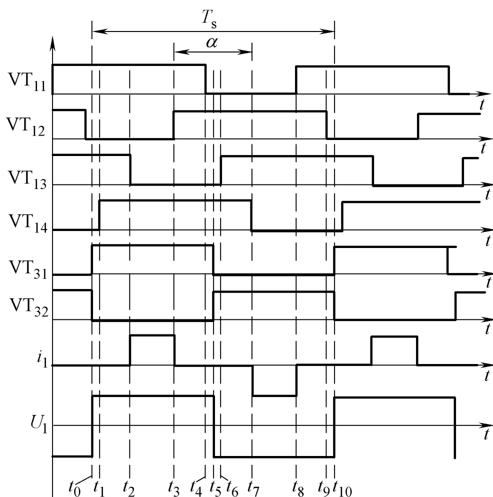


图 7-27 电流桥式变换器的主要信号时序

当对角开关管同时导通时，功率由输入源经过桥式电路和高频变压器向负载传递，此阶段称为能量传递阶段；当同一桥臂上的开关管同时导通时，电源通过电感和导通的桥臂续流，没有功率向后级负载传递，此阶段定义为续流阶段。

重叠导通角度 α 即为该变换器在半个周期内，变换器工作在能量传递阶段的时间，通过控制能量传递阶段和续流阶段的时间比率控制输入源向后级负载传递功率的多少。在重叠导通角为 α 时，变换器理想输出电压与移相角度的关系为

$$U_o = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)\frac{N_1}{N_3}I_1 R_o \tag{7-21}$$

根据图 7-27 所示的主要信号时序图，该变换器一个周期内共分为 10 个工作状态，并且后级的全桥可工作在不控、可控两个状态下。这里以可控状态为例，给出了工作原理说明和等效电路图。由于正半周期的对称特征，图 7-28 只给出了正半周期内的五个工作状态等效工作电路图。假设在上一时刻后级全桥中 VT_{32}和 VT_{33}处于导通状态，而前级电流全桥的开关管 VT_{11}和 VT_{13}处于导通状态，以 t_0 时刻为下一个周期的起始时刻。

状态 1（$t_0 \sim t_1$）：t_0 时刻，VT_{32}、VT_{33}断开，VT_{31}、VT_{34}闭合，一次绕组上的电压被负载电压钳位在 $+N_1U_o/N_3$，这部分电压将顺向加在 VT_{14}的体二极管上，使其导通，为下一时刻 VT_{14}的导通创造 ZVS 条件。在此时间段内输入侧电流 I_1 经由 VT_{11}和 VT_{13}续流，不向负载传递功率。图 7-28a 为该工作阶段等效电路。

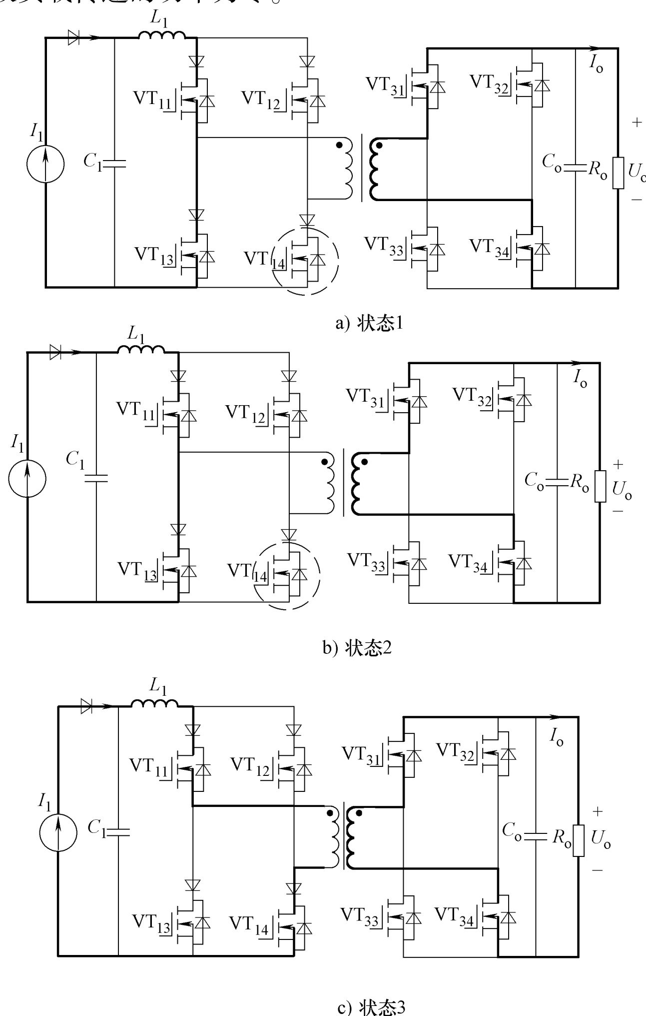
状态 2（$t_1 \sim t_2$）：t_1 时刻，开关 VT_{14}开通，该模式的等效电路如图 7-28b 所示。在此时间段内，VT_{14} 虽然处于导通状态但没有电流流过，输入源仍经由 VT_{11}和 VT_{13}进行续流；后级电路工作状态和钳位电压不变，输入源不向负载传

递功率。

状态3（$t_2 \sim t_3$）：t_2 时刻，VT_{13}关断，VT_{11}和VT_{14}同时导通，输入电流 I_1 通过 VT_{11}和 VT_{14}和变压器向负载传递功率；输出回路和变压器绕组电压保持不变，等效工作电路图如图 7-28c 所示。

状态4（$t_3 \sim t_4$）：在 t_3 时刻，VT_{12}闭合，输入源经过开关管 VT_{12}和 VT_{14}续流，向后级负载传递功率为零；此时虽然 VT_{11}仍闭合，但是没有电流流过，为下一时刻的零电流关断做准备，该模式下的等效电路如图 7-28d 所示。

状态5（$t_4 \sim t_5$）：t_4 时刻，VT_{11}断开，由于此时输入电流全部经 VT_{12}和 VT_{14}续流，所以 VT_{11}为零电流关断；该工作模式的等效电路如图 7-28e 所示，此阶段输入源向后级负载传递的功率为零。

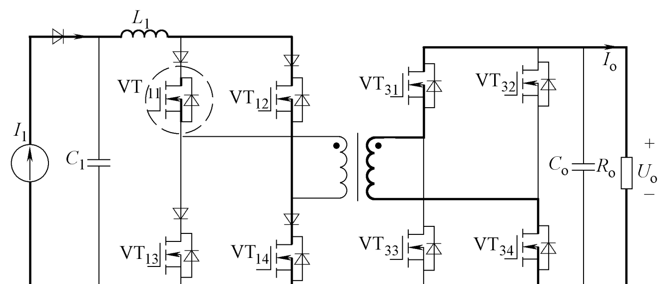


a) 状态1

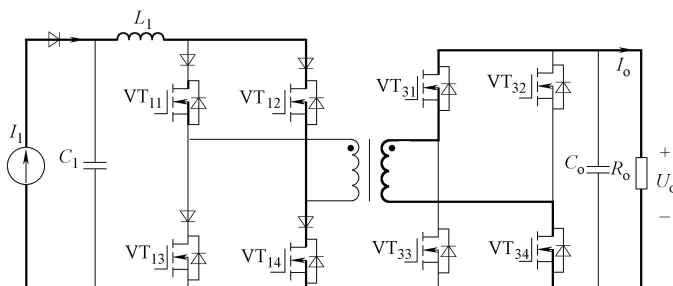
b) 状态2

c) 状态3

图 7-28　电流变换器半个周期不同工作模式的等效电路



d) 状态4



e) 状态5

图 7-28 电流变换器半个周期不同工作模式的等效电路（续）

通过上述的状态分析可见，对该电流型桥式电路，可以通过调节移相角度控制输入源向负载传递功率的大小，并且上桥臂器件可以实现 ZCS 关断，下桥臂器件可以实现 ZVS 开通。

对于电压型桥式电路，亦可以实现移相控制，其控制原理见本书第 3 章，这里不再重复。除移相控制以外，还可以在某一端口引入占空比控制，将控制的自由度变为两个，即移相角和占空比。这种控制的好处是灵活性大大提高。

7.4.2.5 多端口变换器的控制

多端口变换器是一个多输入的或者是多输出的系统，不同的输入电源向同一负载提供功率，往往共用一套滤波装置，造成多个端口闭环控制设计的难度增加；并且在多端口变换器中，多个控制变量之间总会存在着或强或弱的耦合关联，这同样也使得控制器、调节器设计难度加大。针对耦合问题，可采用两种方式，即主从控制和解耦控制。对于多端口变换器的多个控制量，如果控制量的扰动频率相差很大，可以采用主从控制，将扰动频率高的控制量作为主要设计对象，而对于扰动频率低的控制量，可以降低设计要求，从而使控制容易实现。如果多个控制量间是相互耦合，无主次之分，那么就需要采用解耦控制，降低调节器设计难度。对调节器而言，在系统设计中，除了常规的 PID 控制外，单周期控

制是一个不错的选择方案，单周期控制通过控制每个周期内开关占空比，使输入开关电压变量的周期积分值严格跟随参考值或者是与参考值成比例，具有抗干扰性能强、控制响应速度快的特点，核心控制器为带复位开关的积分器。

7.4.3　SST 单元介绍

图 7-29 给出了 SST 的基本结构。通过高频变压器实现隔离。电网电压在施加到高频变压器的一次侧之前，通过使用电力电子变换器转换成更高频的交流电压。在高频变压器的二次侧上执行相反的过程，得到负载能够应用的交流和/或直流电压。

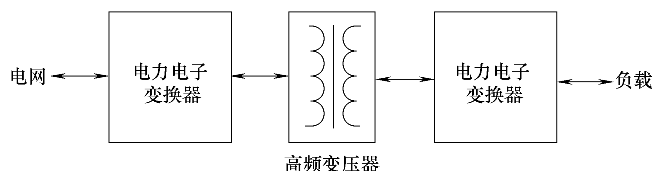


图 7-29　基本 SST 结构

图 7-30 定义了四类 SST 结构，覆盖了所有可能的 SST 拓扑，它包括单级无直流母线，带有低电压直流（LVDC）母线的两级结构，带有高压直流（HVDC）母线的两级结构，既有高压直流母线又有低压直流母线的三级结构。

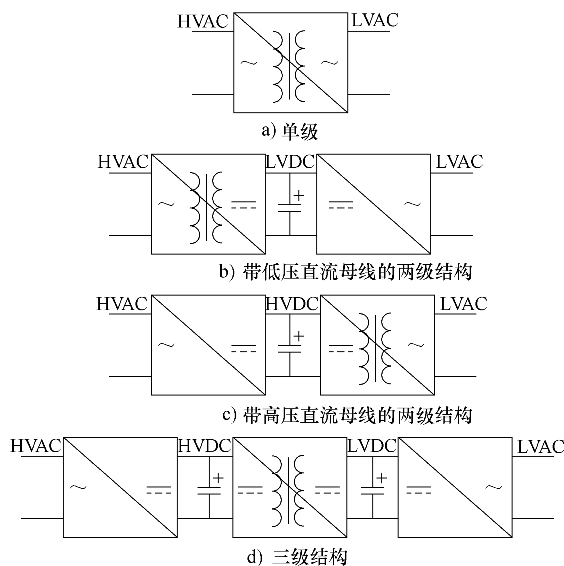


图 7-30　SST 结构

第三类结构的直流母线是高压并且与电网不隔离，所以不适合用于 DES 和 DER 的集成。目前，与配电电压同等级的绝缘栅双极型晶体管（IGBT）和高频变压器受制于功率等级的限制时，可以采用一种模块化的方法，其中，多个模块的高压交流侧是串联的。另外，通过交错并联的方法，可减小纹波电流从而减小滤波器的尺寸。图 7-31 显示了一个完全模块化的单级结构。一种模块化双级结构如图 7-32 所示，其中只有 AC-DC 是模块化的。图 7-33 所示为模块化的三级结构。

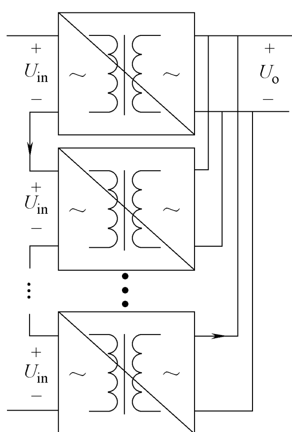


图 7-31 模块化单级 SST

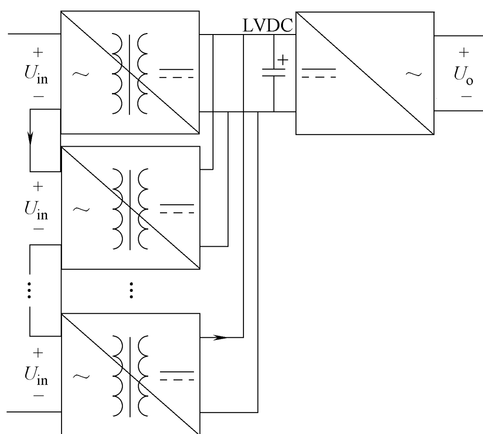


图 7-32 模块化双级 SST

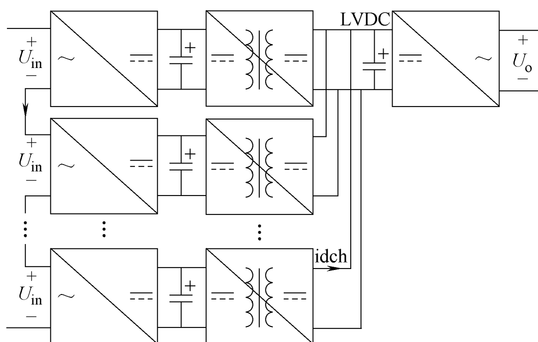


图 7-33 模块化三级 SST

单级 SST 拓扑结构的控制比较简单。它们的主要缺点是缺少由直流母线提供的功能，例如输入功率因数校正。双级 SST 拓扑为 DER 和 DES 的集成提供一个低压直流母线。然而，由于缺乏一个高压直流母线，其低压直流母线电压可能会含有大量的频率为 120Hz 纹波，这是由两个交流侧的 120Hz 纹波电流引起的。

选择一个较大的电容的以降低电压调节范围。图 7-34 和图 7-35 分别表示基于 AC-DC 隔离型 Boost 变换器和 AC-DC DAB 的 SST。这两个拓扑也是通过单 AC-DC 模块实现的。

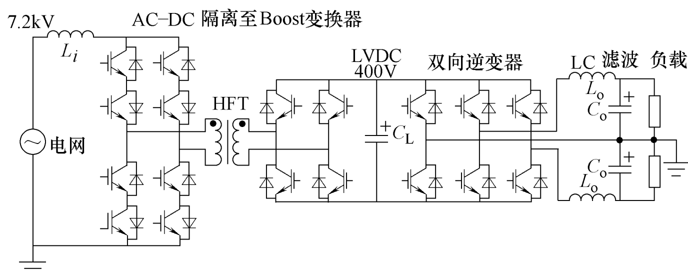


图 7-34　基于一个 AC-DC 隔离型 Boost 变换器的两级 SST

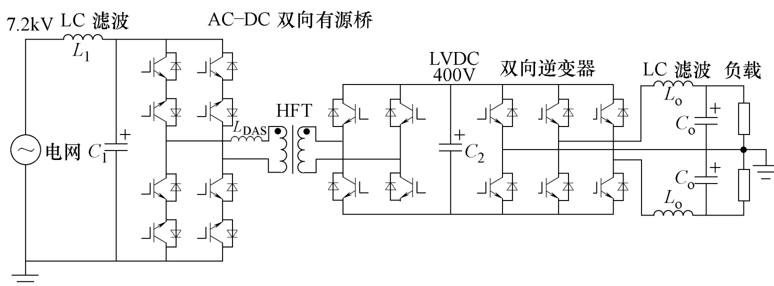


图 7-35　基于一个 AC-DC DAB 的两级 SST

三级的 SST 拓扑结构可控性非常好，能够满足 SST 的所有功能要求。这种 SST 拓扑的主要缺点是元器件数量多，这可能会降低它的效率和可靠性。图 7-36 和图 7-37 分别为基于完全模块化 DC-DC DAB 和 DC-DC 全桥变换器的 SST。

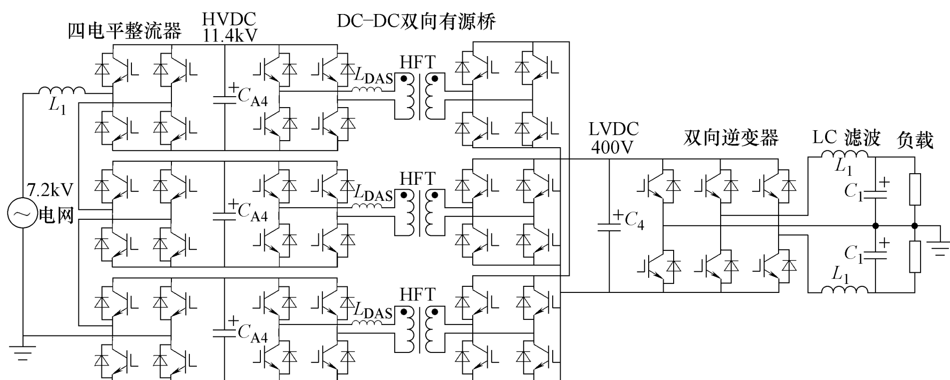


图 7-36　基于四电平整流器和三个 DC-DC DAB 变换器的模块化三级 SST

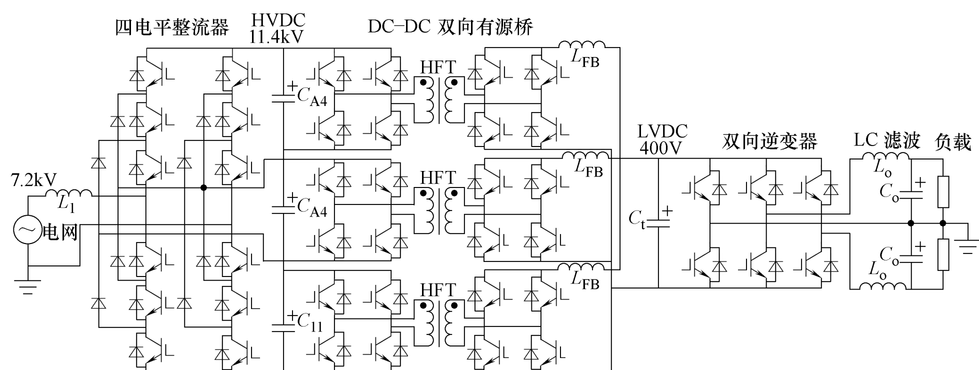


图 7-37 基于四电平整流器和三个 DC-DC 全桥变换器的模块化三级 SST

第 8 章　分布式发电系统的综合管理

分布式发电系统与传统的集中式发电系统一样，也需要具有能量优化配置、生产调度、安全预警及危机处理等综合管理功能。由于分布式发电系统仍是新鲜事物，这方面的发展远没有达到传统发电系统那样成熟。分布式发电系统的综合管理是分布式发电系统理论分析、实践应用的重要研究方向，本章介绍的只是几个当前研究成果和工程个案。

8.1　直流母线分布式发电系统的能量优化管理

在一个分布式可再生系统里，不可控的可再生能源用来满足平时负载的需要，蓄电池用作能量缓冲器，用来平衡电源和负载的短期能量不足。不可再生能源变换器保证系统在很长时间缺少可再生能源时保证系统的稳定。为了最大限度地利用可再生电源，系统必须工作在最优状态。传统的实现方法是通过通信信号检测系统各个部分的工作状态，电网中的电源通过通信线路与一个中央控制节点连接，由中央控制器控制系统各个部件的工作。这种方式实现较容易，但依靠中央控制器和通信信道将导致系统稳定性变差。分布式控制方法改进了系统的稳定性，它使系统不依赖于中央控制器而各个部件自己形成一个独立的系统。直流母线信号法（DBS）就是这种分布式控制混合电源系统的方法，它通过用直流母线作为通信信号，并使用系统固有的结构保证系统稳定。

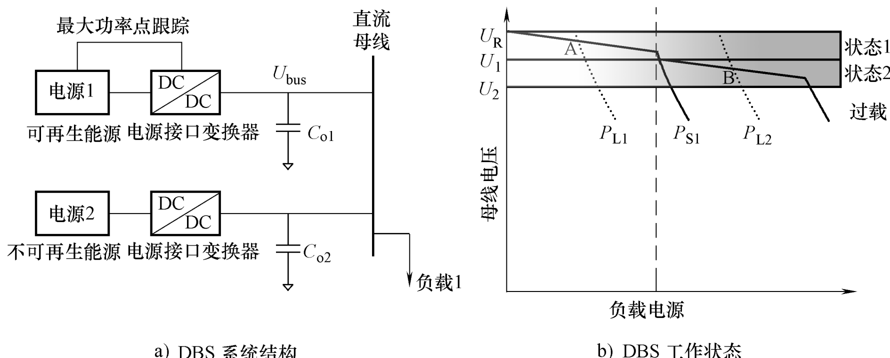
8.1.1　DBS 能量优化管理

DBS 工作时，电源变换器和储能变换器随着母线电压信号变化自动工作。每个电源变换器都被赋予一个充放电电压阈值，母线电压达到电压阈值时会触发其工作。

变换器不但可对母线电压作出反应，它们也可通过改变母线电压自动的控制系统中的其他变换器。这个功能是通过控制变换器三种不同的工作状态（关、恒压、恒功率）来实现的。负载变换器的变化会改变母线电压变化，从而引起电源变换器在恒功率与恒电压之间切换。可见每个电源的使用与母线电压有关，所以其投入与退出电网的优先级是依赖于母线电压阈值的，因此，控制时要首先按电源优先级初始化电源电压阈值。

DBS 的结构及工作状态如图 8-1 所示。在图 8-1a 中，系统由可再生能源、

不可再生能源和一个恒功率负载组成。这些电源有两种工作状态，在状态1，只有可再生电源工作；在状态2，不可再生电源也参与工作。这种控制的实现是通过设置给可再生电源放电电压阈值 U_0、不可再生电源放电电压阈值 U_1 来实现的，如图8-1b所示。



a) DBS系统结构　　b) DBS工作状态

图8-1　DBS系统结构及工作状态

当负载功率小于可再生电源的最大功率点（MPP）时，即图8-1b中的 P_{S1} 点，只有可再生电源工作，变换器1工作于恒电压模式，母线电压控制在可再生电源的电压阈值 U_0。但是随着负载电流的增加，母线电压因为变换器的低垂特性会有轻微的下降。所以在图8-1b中，当负载功率为 P_{L1} 时，系统工作于A点。

当负载功率超出可再生电源的MPP点达到 P_{L2} 时，可再生电源1工作于恒功率模式，限制其输出功率为 P_{S1}。因为负载消耗功率大于系统所能提供的，母线电压持续下降，变换器输出电容暂时放电稳定母线电压。因此，母线电压下降公式为

$$U_{bus}(t)=\sqrt{\frac{2}{C_{bus}}\int_0^t[P_{S1}(t)-P_{L2}(t)]dt} \tag{8-1}$$

当母线电压下降到变换器2的放电电压阈值 U_1 时，不可再生电源参与供电维持功率平衡。这时，系统工作于B点。

应用DBS控制多个蓄电池变换器充电的原理是相同的。因为充电会使母线电压下降，蓄电池节点最高的优先级被赋予最低的电压阈值。当母线电压超过充电电压阈值时进行充电，当母线电压下降小于充电电压阈值时蓄电池停止充电。

8.1.2　变换器控制结构

应用DBS控制混合分布式可再生系统时，电源/蓄电池进行不同方式的充电或放电，每个变换器的运转模式都与变换器的充放电电压阈值和直流母线电压有关。

8.1.2.1　放电控制

电源/蓄电池放电变换器被设计成三种不同的工作模式——关闭、恒压和恒功率模式。在母线电压下降到低于其电压阈值之前每个变换器保持关断，变换器工作于恒压模式，一旦负载功率超出变换器能输出的最大功率，变换器限制其输出功率从而工作于恒功率模式。

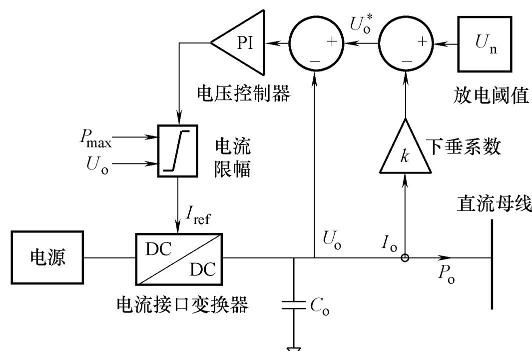


图 8-2　放电控制框图

放电控制框图见图 8-2，控制结构分两层，一个为较快的电流内环，另一个为稍慢的 PI 控制电压外环。在电流环与电压环之间有动态电流限制，为了讨论简单，假定电流环的响应速度远快于电压环，所以电流环在图中被简化。

在恒压模式下，PI 调节器通过给电流环提供参考电流从而使输出电压达到放电电压阈值。该模式下的电压低垂特性可以使负载电流同其他具有同样电压阈值的变换器共同分担。电压给定信号可由如下的表达式决定：

$$U_o^* = U_n - k \cdot I_o \tag{8-2}$$

式中，U_n 为变换器放电电压阈值；I_o 为变换器输出电流；k 为下垂系数。

动态电流限制用于关闭模式和恒功率模式。当母线电压高于阈值电压时，变换器必须关断，从而让高优先级电源提供负载能量。在这种情况下，PI 调节器试图提供负的参考电流给电流内环。因此，当母线电压高于变换器的放电电压阈值时，极低的参考电流使变换器不参与工作。

恒功率模式下动态调整器输出参考电流为

$$I_{ref} = P_{max}/U_o \tag{8-3}$$

式中，P_{max}为可再生电源 MPP 控制的最大输出功率或蓄电池最大放电功率。

8.1.2.2　充电控制

蓄电池变换器接口是双向的，使蓄电池即可以充电也可以放电。因此蓄电池变换器有两个控制结构，一个用于充电，另一个用于放电。如图 8-3 所示为充电控制框图。当充电时，蓄电池变换器也有三种工作状态：关、恒压模式和充电限制模式。因为充电会造成母线电压下降，所以触发充电工作模式是通过提升母线电压而不是减少母线电压。

当母线电压低于蓄电池充电电压阈值时，充电器关断；当母线电压超过蓄电池充电器电压阈值时，说明可再生电源有多余的能量，此时蓄电池通过恒压模式

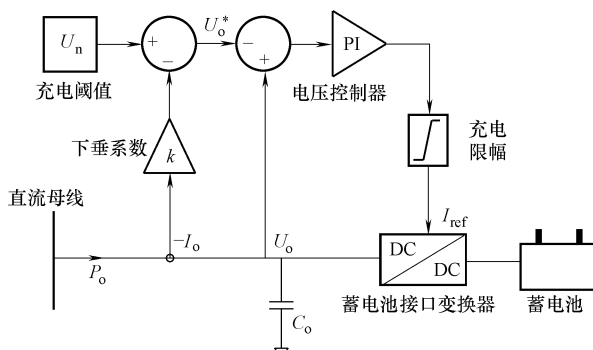


图 8-3 充电控制框图

进行充电。在恒压模式下，蓄电池通过使母线电压保持在充电电压阈值而吸收功率。PI 调节器控制母线电压为

$$U_o^* = U_n + k \cdot I_o \tag{8-4}$$

式中，U_n 为蓄电池充电器电压阈值；k 为下垂系数，允许多个蓄电池分担总充电电流。因为充电时 I_o 为负值，所以式（8-4）中的下垂系数使母线电压随着充电电流的增加而上升。

在恒压模式下，假如蓄电池充电电流没有超出充电电流限制值，蓄电池用可再生电源的多余能量进行充电，电流给定限制可以保证充电电流不会太大，防止充电功率过大，从而超出蓄电池充电功率额定值。这种限流叫做充电限流。

因为不考虑蓄电池工作周期和放电深度，所有的多余能量均用于给蓄电池充电，那么当蓄电池放电时，会立即达到最大放电效率，会损害蓄电池。因此局部控制必须加以改进从而让蓄电池的充放电工作最优化。这可以根据电池工作状态通过动态充放电电流限制监控器来实现，以延长蓄电池的使用寿命。

8.1.2.3 负载接口变换器

负载接口变换器为负载提供稳定的电压，并允许直流母线电压在一定的范围内波动。同时，直流母线电压低说明系统重载或电源变换器输出功率不足，此时可以通过控制负载接口变换器限制负载输出功率或卸掉负载。

8.1.3 控制实现

在一个由可再生能源、蓄电池、备用变换器组成的可再生能源系统中，必须优先使用可再生能源。电源优先级是通过控制规则决定的，这也组成了系统不同的工作状态。控制规则就是通过电压阈值确定系统不同的优先级。因为 DBS 控制是依据直流母线电压进行控制的，所以要保证系统稳定工作就要根据负载计算

不同变换器的电压阈值，并且精确计算每个变换器的电压阈值确保它们能够工作在正确的状态。

高优先级的放电电源被赋予高的电压阈值，一旦直流母线电压下降，高优先级的电源首先工作。因为蓄电池充电时母线电压会下降，所以蓄电池组的最高优先级的蓄电池被赋予最低的充电电压阈值。电压阈值的计算由最高优先级的电源开始，电压阈值的选定要满足当上一个电压阈值对应的变换器在工作时，系统的电压降落和电压低垂不会过早地激活下一个电压阈值对应的变换器。一般来说，第一个放电阈值 U_{o} 设为系统的额定工作电压，其他充/放电电压阈值 U_{n} 的计算要用上一个电压阈值 $U_{\mathrm{n-1}}$减去电压下垂的电压和误差幅度，即

$$U_{\mathrm{n}} \leqslant U_{\mathrm{n-1}} - Ud_{\mathrm{n}} - U_{\mathrm{e}} \tag{8-5}$$

式中，$U_{\mathrm{n-1}}$是工作状态 $n-1$ 的电压阈值，Ud_{n} 为状态 $n-1$ 的最大电压低垂下降电压，U_{e} 代表测量误差和母线电压波动值之和。

电压阈值的确定可以保证系统按控制规则工作于固定的工作状态。同时，也保证了系统在瞬变时的功率平衡，而母线的状态则决定了变换器的工作状态。

当系统启动时的浪涌电流将使母线电压减少，但是一旦母线电压稳定，系统会进入其最终的工作状态。因为这些起伏被控制电路滤除了，0.1ms 内的母线电压瞬变不会对 DBS 造成影响。

8.2　含光伏直流微电网系统综合管理

如图 8-4 所示为一个直流微电网构造的系统结构图。6.6kV 的分布式电网（图中为主电网系统）变压为 230V 交流电，通过一个中间互连的保护设备（接触器 + 孤岛保护器）和一个双向整流器来接入直流微电网。双向整流器支持 AC 到 DC 的整流和反向逆变。一个燃气轮机发电系统（GC）连接在中间保护设备和双向整流器之间的交流端（以下称本地电网）。额定功率 100kW 以下的 GC 其输出经过整流后，再通过逆变器连接到交流端。

GC 连接到了交流端。蓄电池、超级电容，或者其他的存储设备连接到了双向整流器的直流端。图中左侧用点划线标记的部分称为电力供应中心。光伏电站能过一个 DC-DC 变换器连接到直流配电网。直流电通过逆变器、斩波器或者其他设备变换成负载所需的直流电和交流电，然后通过配电盘上的断路器供应给负载。当出现故障时，通过安装在单相或者三相逆变器上的晶闸管开关来与主电网系统断开。

双向整流器、分布式发电机、功率存储单元、负载变压器和其他的设备都安装了测量电压、电流和其他参数的传感器。检测到的数据将被送回控制整个系统

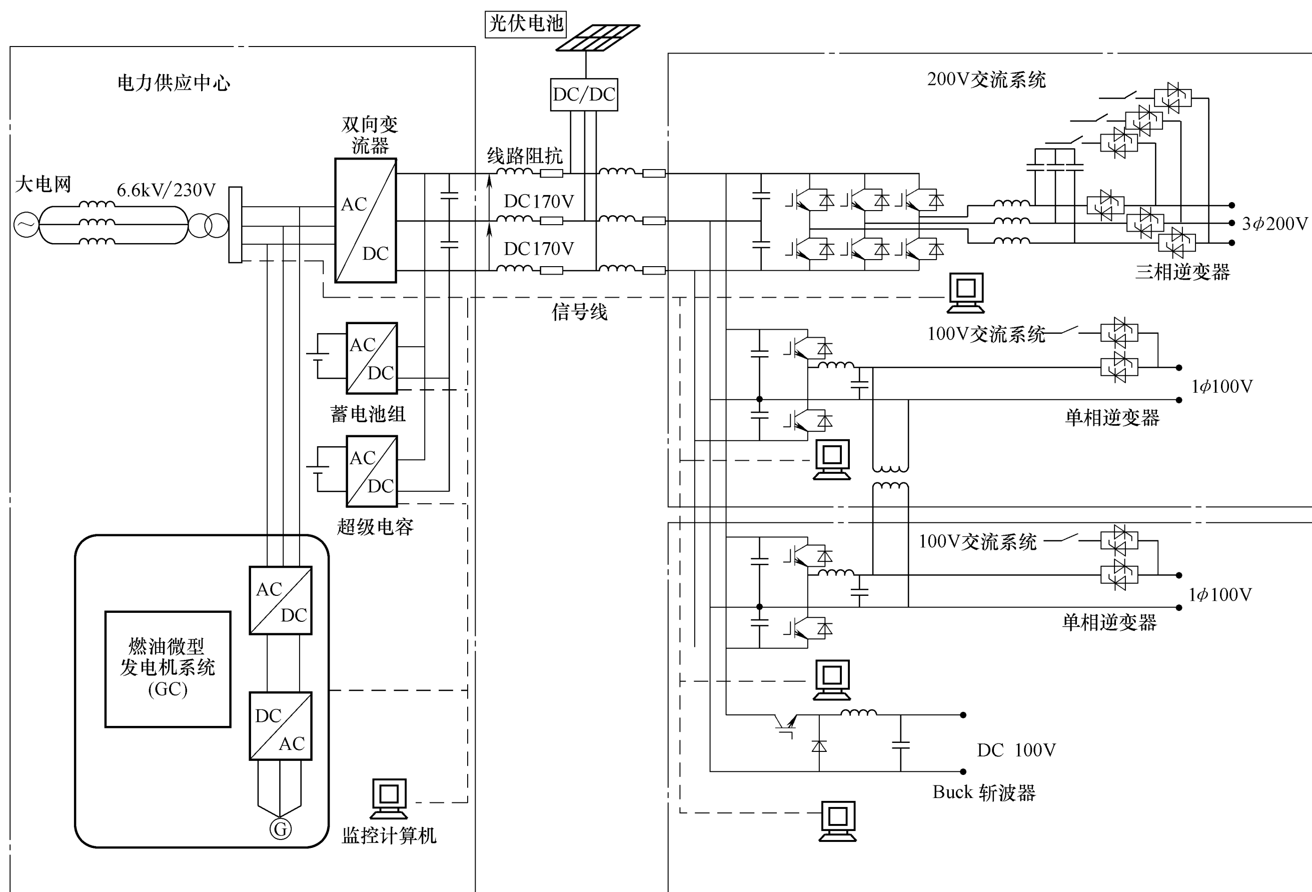

光伏电池
DC/DC
电力供应中心
双向变流器
线路阻抗
大电网
6.6kV/230V
AC
DC
DC170V
DC170V
信号线
蓄电池组
超级电容
燃油微型发电机系统(GC)
AC
DC
DC
AC
G
监控计算机
200V交流系统
3ϕ200V
三相逆变器
100V交流系统
1ϕ100V
单相逆变器
100V交流系统
1ϕ100V
单相逆变器
DC 100V
Buck 斩波器

图 8-4　系统结构图

的监控中心。计算机分析接受到的数据来判断系统的状态，包括负载、分布式发电机的输出等，并给各个设备发送必要的指令。与主电网的连接和断开通过中间的保护设备来实现。另外，该设备还有监测微电网隔离操作的功能。

该微电网系统有以下特点：①在负载端安装的分布式变压器可以防止负载端的浪涌电流或者短路故障对其他负载产生影响。②双极性的直流配电分布，可以在负载端得到不同的功率种类，例如100V单相电压、200V三相电压或100V直流电压。另外，采用了无变压器的变换器，这增加了设计的紧凑性，提高了效率。③因为电网通过逆变器接到负载，所以可以通过电网提供能量来处理短暂的过载。④当主电网发生故障或者监测到分离操作时，微电网系统可以迅速断开。即使在断开后，还能对负载进行持续供电。⑤当长时间与主电网断开，或者功率消耗超过了供应容量，可以通过逆变器或者断路电平来选择性的对某些负载停止供电，来维持对高性能负载的供电。⑥负载变化和分布式发电机的输出扰动可以能过超级电容和蓄电池补偿。⑦微电网从主电网得到固定功率的操作方式有益于负载均衡。⑧用户负载的增加在双向变换器和分布电网的容量范围内时，可以简单地通过增加更多的逆变器来实现。除了上面提到的特征外，直流分布式电网可以形成环状，这样和其他的直流微电网的功率循环也可得以实现。

8.2.1　系统控制

对该系统的主要要求包括：①能够维持高性能电力供应；②对主电网友好。在应对负载变换时要有快速的功率补偿，然而该系统却不能够提供瞬时的功率补偿，因为分布式发电机的起动和停止，以及输出调节需要一定的时间。另外，蓄电池的反应时间不够快，而且由于不断重复的充放电周期，其寿命也随之降低。因此，瞬间功率补偿可使用超级电容，它能够提供更快的响应速率，同时能够承受成千上万次的充放电周期。系统可以控制连接到超级电容的DC-DC变换器来维持一个稳定的直流分配电压。蓄电池用来补偿过度时的或短缺时的平均功率，DC-DC变换器由监控处理器发出的指令控制。实现功率双向控制的双向斩波器，可作为超级电容和蓄电池的DC-DC变换器。

联网运行模式如图8-5所示。在这种模式下，交流电流由连接到主电网的GC变换器和一个双向整流器控制。

用P_b表示从主电网得到的有效功率，P_1表示GC的输出，对双向整流器的功率需求如下：

$$P_2^* = P_b + P_1 \tag{8-6}$$

主电网要求功率P_b要维持恒定来保证负载均衡，多余能量P_2通过逆变器流入

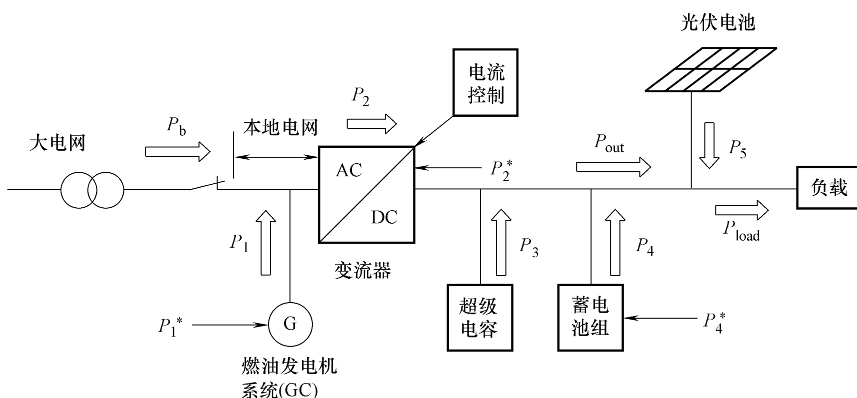


图 8-5 联网运行操作模式图

电网。用 P_{load} 表示用户消耗的功率，P_5 表示光伏阵列输出功率，功率提供中心的输出如下

$$P_{out} = P_{load} - P_5 \tag{8-7}$$

用 P_2 表示流过双向整流器的功率，蓄电池的功率需要如下：

$$P_4^* = P_{out} - P_2 \tag{8-8}$$

考虑到 GC 的输出效率，在额定功率输出时却应用了开/关控制。通常来说，GC 启动或停止工作时，其功率输出并不是阶跃的变化，而是在几秒到几十秒的时间里逐渐的变化，从而减轻了它对系统的影响。

8.2.2 独立运行模式与模式切换

当主电网发生故障时，或者探测到有分离操作时，系统必须迅速地执行断开操作。断开操作流程图如图 8-6 所示。连接到本地电网和分布式发电机双向整流器在能量逆变式可能应用电流并网模式。断开后，该变流器必须切换到交流电压控制，来使本地电网产生交流电压。考虑到可以连接很多分布式发电机，双向整流器变为交流电压控制切换就显得更好。

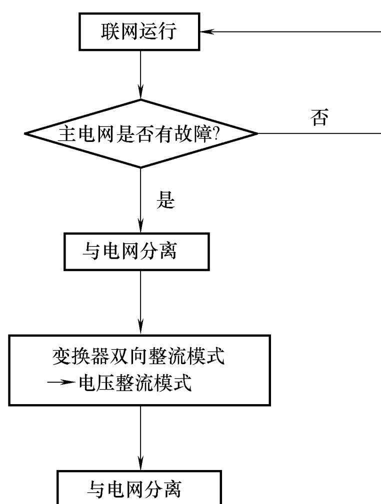


图 8-6 断开操作流程图

在主电网恢复时还要求有平稳的重连接。重新连接的流程图如图 8-7 所示。首先，要检测主电网电压的幅值和频率，如

果没有问题，本地电网就可以按照电压幅值和相位来调整接入主电网。当成功调整确认以后，互连保护装置允许重新连接。之后，双向整流器变回交流电流控制。整流器的有功功率指令 P_2 等于内燃机发电系统的输出，然后 P_2 逐渐向 Eq（1）的指示电压转变，从而转变到互联操作。

8.2.3　变流器单元控制

双向变流器的电路与交流电压控制框图如图 8-8 所示。在断开前，交流电压控制使其相位和主电网电压相位相同。当断开时，由交流电流控制转变为交流电压控制。同时，交流电压控制的锁相环的输入信号 U_{co} 被锁定。在控制切换时，电压控制模块的 e_{as}、e_{bs} 和 e_{cs} 被电流控制模块的输出替代。这里的交流电流控制运用了 dq 变换，可通过传统的解耦控制来实现。在重新连接时，通过锁相环实现频率跟踪将变流器输出电压的相位和幅值调整到与主电网相同。一旦电压的相位和幅值调整完成即可进行重新连接，并且重新开始交流电流控制。

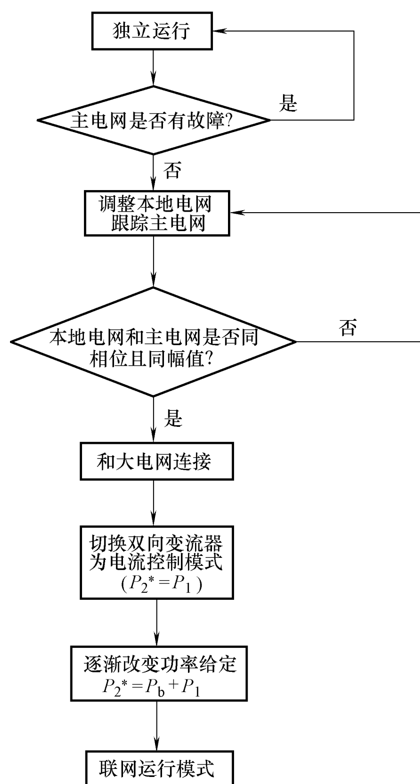
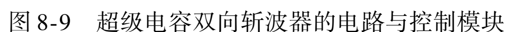


图 8-7　重新连接流程图

用于超级电容的双向斩波器电路与控制模块如图 8-9 所示。双向斩波器执行反馈控制，来为分布式电网维持一个恒定的直流电压。控制时间变量设置为 4ms。同时，为了在负载端功率突变时获得更快的响应速度，供电中心的输出功率 P_{out} 要经过一个高通滤波器，从而提供前馈控制。超级电容是用于瞬态的功率补偿，因此这里没有考虑长时间的充放电情况。当重复的短时充放电导致超级电容电压的增加或减少时，可以引入对超级电容电压的反馈控制。这个反馈控制的反响速度与直流分布电网控制相比要足够的慢。

蓄电池以及其双向斩波器的电路和控制模块如图 8-10 所示。双向斩波器执行基于监控系统给定的功率应用电流控制，控制时间常数是 4ms，蓄电池功率指令的变量被限制在 200W/ms。


图 8-8 双向变流器的电路与交流电压控制框图


图 8-9 超级电容双向斩波器的电路与控制模块

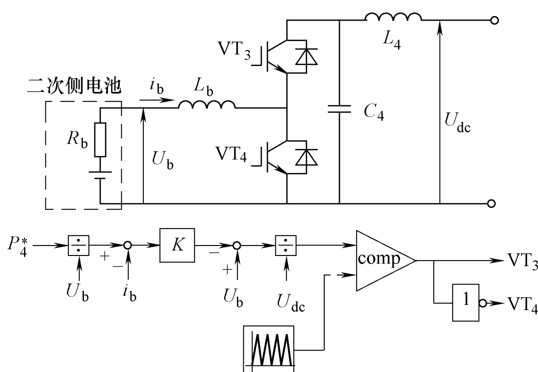


图 8-10　蓄电池双向斩波器的电路与控制模块

8.3　直流混合网络能量的优化管理

微电网中的电源通常是小型的（小于 500kW）并经常使用可再生能源。蓄电池、超级电容和飞轮可以用作能量存储装置，这些能源和存储他们的设备能够转换成与电网相比不同频率和幅值的直流电压或交流电压，因此需要一个电力电子变换器来与电网连接。

8.3.1　数据中心电力系统能量优化管理

数据中心的服务器提供不同类型的管理服务如网页寄存、应用软件、互联网、内联网和电子通信。随着科学技术的进步，服务器的体积变得越来越小的同时，功能却在逐步增加，这也导致了数据中心功率密度的增加。每个服务器由于电能的损耗都会产生热量，为防止故障，必须对其进行冷却。同样，冷却设备也要消耗一定的功率。数据中心的耗电量大，加上电力价格较高，导致数据中心耗资巨大。一种使数据中心降低成本又不降低其高效性和稳定性的方法就是使用直流微电网。直流低电压在商业电力系统的应用可以优于交流低电压。原因是微电网中的电源、能源存储设备以及负载连接都是通过电力电子接口相关联的。通过使用直流微电网能减少一个转换步骤，能源存储设备可以直接连接。

如图 8-11 所示为一个数据中心的电力系统的典型配电方案，其中包括计算机负载（连同它们内部开关型电源（SMPS）和功率因数校正（PFC）以及热量、通风、空调设备）。电力系统与交流电网相连，正常情况下交流电网为其供电。如果交流电网中断，负载可以由备用柴油发电机供电。在检测到交流电网中断后，隔离交流电网以及启动备用发电机这段时间内，由一个交流不间断电源供电（UPS）。不间断电源的作用是在规定的时间内维持负载电压在一个固定的范围，

来保护负载不受电网故障的影响。在电网故障时，UPS 通常是通过它的储能设备为负载供电，这些储能设备通常为铅酸蓄电池，也可以是其他形式的储能设备如惯性轮。储能设备的尺寸型号由相应的 UPS 可以维持负载时间的长短决定。为了提高 UPS 系统的效率，系统中可以采用几个 UPS 并联的形式。

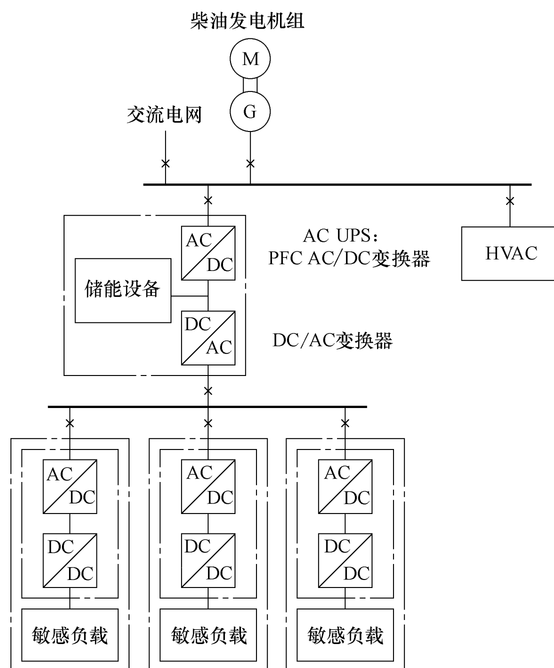


图 8-11　数据中心电力系统

电能在交流电网到敏感负载之间至少要转换四次，减少转换的步骤可以减少电能的损耗和降低对冷却系统的要求。一个方法是使用直流电源系统。整流就可以从分布式开关电源转移到主交直流变换器上。如果主交直流变换器与计算机内部的分布式开关电源具有同等效率，这种转移就不会产生多余的电能损耗。另外，在交流 UPS 中的损耗也可以消除。

在一般情况下，直流微电网只为直流灵敏负载供电，但在交流微电网中断的情况下它也能为灵敏交流负载供电。直流微电网的一个优点是只应用两个变换器，因而会降低成本，减少电能损耗。直流微电网拥有不同的运行模式，且可以在不同的模式之间进行相应的转换。

以直流系统来控制数据中心的电源系统需要进一步改进。同为交流电源的交流电网和备用发电机必须通过交直流变换器与电力系统相连，储能设备如铅酸蓄电池等可以直接连接到电力系统中。数据中心采用的直流电源能以不同的方式进行配置。一种是把交流电网和备用发电机通过单独的交直流变换器连接到直流电

力系统中，如图 8-12a 所示。另一种是把交流电网和备用发电机连接到一个交流总线中，交流总线与直流电力系统通过一个交直流变换器相连，如图 8-12b 所示。图 8-12a 中所示方法可以控制发电机功率流而无需使发电机与电网保持同步，如果直流微电网可以在大部分时间内输出功率，就功率损耗来看图 8-12b 所示方法更好。另外，图 8-12b 所示方法只需要一个变换器，而且这个变换器与图 8-12a 中所示方法中的变换器相比容量更小，因为 HVAC（热能，通风，空调）设备是由交流电网供电的。

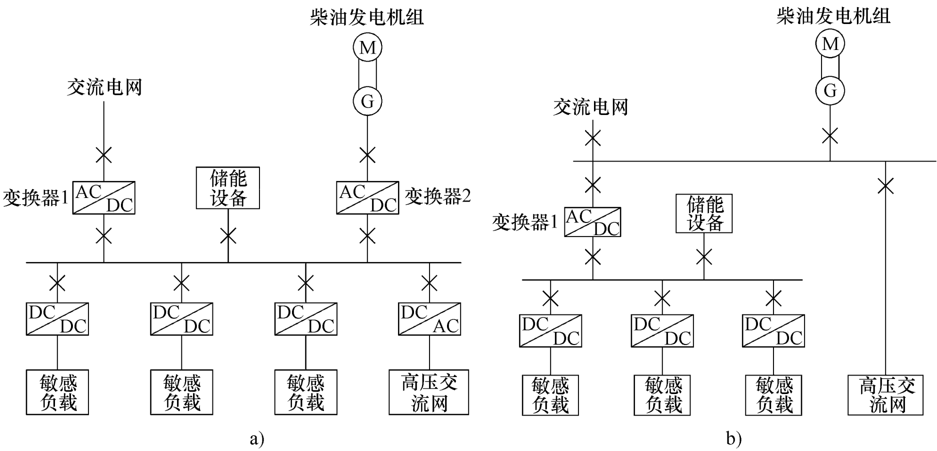


图 8-12　数据中心电源系统-直流分布式系统

8.3.2　中心直流微电网的操作方式

图 8-13 所示的方案是数据中心的直流微电网。直流微电网由 Zone1 表示。Zone2 是优先级较高的交流负载，空间上它与直流微电网相距很近。最后，是交流电网及其负载。直流微电网具有以下三个独立的电能来源：交流电网、能量储存（应急电源）设备和柴油发电机（备用电源）。由于每个电源有打开及关闭两种状态，这代表直流微电网运行模式有 8 种。每种模式下，Zone2 中的负载可以连接（开关 SW4 关闭）或断开（开关 SW4 打开），从而有 16 种运行模式，见表 8-1。

表 8-1　直流微电网的运行模式

序号	交流电网	应急电源	备用电源	区域 2	运行模式
1	断开	断开	断开	断开	停止
2	断开	断开	断开	连接	停止
3	断开	断开	开通	断开	备用模式
4	断开	断开	开通	连接	备用支持模式
5	断开	开通	断开	断开	应急模式
6	断开	开通	断开	连接	应急支持模式

（续）

序号	交流电网	应急电源	备用电源	区域 2	运行模式
7	断开	开通	开通	断开	备用模式
8	断开	开通	开通	连接	备用支持模式
9	开通	断开	断开	断开	—
10	开通	断开	断开	连接	输入模式
11	开通	断开	开通	断开	—
12	开通	断开	开通	连接	备用输出模式
13	开通	开通	断开	断开	—
14	开通	开通	断开	连接	应急输出模式
15	开通	开通	开通	断开	—
16	开通	开通	开通	连接	备用输出模式

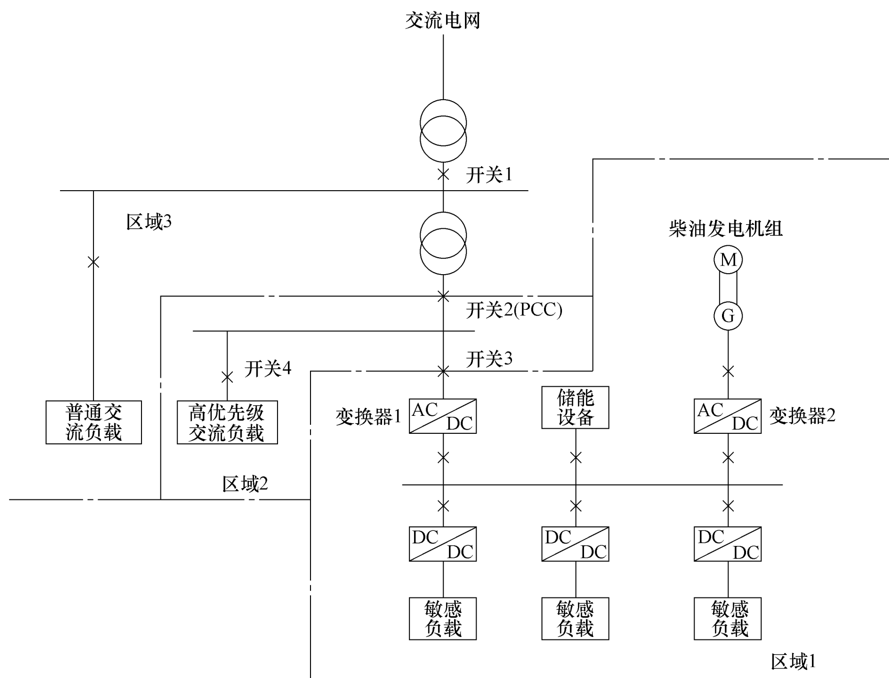


图 8-13 数据中心的直流微电网

在使用备用电源的运行模式下，一般都是由柴油发电机来为负载供电，但快速的负载波动可以用蓄电池等储能装置来弥补。因此，在使用备用柴油发电机供电时，没有理由断开储能装置。这就是说模式 3 与模式 7 可以看做同一种模式。同理模式 4 与模式 8，模式 12 与模式 16 也可这样认为。模式 9、模式 11、模式 13 和模式 15 中，要求开关 SW4 在交流电网运行的同时打开，然而实际情况却并非如此，因为 Zone2 中的负载为优先级较高负载。因此，最终只考虑 8 种模式，见表 8-2。

表 8-2　直流微电网不同运行模式下的控制变量

序号	运行模式	控制变量			
		变换器 1	变换器 2	开关 2	开关 3
1	输入模式	可控直流源	停止	闭合	闭合
2	应急支持模式	可控交流源	停止	断开	闭合
3	应急模式	停止	停止	闭合	断开
4	备用支持模式	可控交流源	可控直流源	断开	闭合
5	备用模式	停止	可控直流源	闭合	断开
6	备用输出模式	程序支持运行	可控直流源	闭合	闭合
7	应急输出模式	程序支持运行	停止	闭合	闭合
8	停止	停止	停止	闭合	断开

在 NO. 1 输入模式下，交流电网为直流微电网和 Zone2、Zone3 中的负载供电。变换器 C1 维持直流微电网中的直流电压恒定，与此同时，储能设备则蓄满电能。在这种模式下，柴油发电机和变换器 C2 都处在关闭状态。

如果交流电网发生中断，变换器 C1 和 Zone2、Zone3 中的负载会断电。那时，在打开开关 SW2 后，变换器 C1 会产生交流电压。在这种模式下，从储能装置而来的 NO. 2 应急支持模式电源会为直流微电网和 Zone2 供电。此时，直流环节电压会不可调。

如果交流电网中断超过一定的时间，就会起动柴油发电机，当发电机准备起动时，微电网的运行模式会从 NO. 2 应急支持模式转变为 NO. 4 备用支持模式，这就代表此时直流微电网和 Zone2 中的负载是由柴油发电机供电的（一些负载变化仍然要由储能装置来补偿）。变换器 C1 仍然为 Zone2 提供交流电压，但变换器 C2 将会调节直流环电压。

如果储能装置只供应微电网，不能为 Zone2 供电，那么直流微电网的运行模式将会由 NO. 2 应急支持模式转为 NO. 3 应急模式。同样，如果备用发电机的容量只能满足直流微电网的要求，而不能供应高级交流负载的话，直流为电网的运行模式会由 NO. 4 备用支持模式转为 NO. 5 备用模式。

当直流微电网连接到交流电网上时，柴油发电机和储能设备就可以被使用。直流微电网中多余的功率会输出到交流电网中，变换器 C1 完成这项任务，此时 C1 是一个可控电源。尤其是当电价较高且又是交流电网中的负荷高峰时期，可通过 NO. 5“备用模式”和 NO. 7“应急输出模式”实现。

如前所述，直流微电网有 8 种不同运行模式。直流微电网只能从一种运行模式转化为另一种模式。从控制的角度来看，紧邻的这两种运行模式是相关的。每次模式转换都是由某个因素引起的（预设的或意外的），直流微电网可能的 23 种转换情况和所有的转换及与之引起转换的因素见表 8-3。

表 8-3 直流微电网状态转变及操作

序号	状态转变及操作	序号	状态转变及操作
1	交流电网故障	13	交流电网正常
2	交流电网正常	14	柴油电机/变换器 2 准备
3	柴油电机/变换器 2 准备	15	电价高
4	交流电网正常	16	电价低
5	变换器 1 故障/过载	17	电价高
6	交流电网正常	18	电价低
7	变换器 1 故障	19	柴油电机/变换器 2 准备
8	变换器 1 故障/过载	20	柴油电机/变换器 2 故障
9	柴油电机/变换器 2 故障	21	交流电网故障
10	柴油电机/变换器 2 故障	22	交流电网故障
11	交流电网正常	23	储能设备故障
12	柴油电机/变换器 2 准备		

8.3.3 自适应控制系统的设计

直流微电网的功能是为 Zone1 中直流敏感负载提供稳定的电源，如果可能的话，也为 Zone2 中的优先级较高的负载供电。为了达到这样的要求，直流微电网需要一个监控直流微电网和交流电网的控制系统，此控制系统也可以控制直流微电网中一系列的组件。

直流微电网中有一些可控元件，分别是变换器 C1、变换器 C2、储能设备（还有柴油发电机），开关 SW2 和开关 SW3。控制系统要求协调控制这些可控元件。

变换器 C1 可以在以下三种模式下运行：可控直流源（cdcs）；可控交流源（cacs）；程序支持运行（cps）。当在可控直流源模式下运行，C1 会调节微电网中直流环节的电压；在可控交流源模式下时，C1 会产生直流电压并为 Zone2 中的负载供电，此时 SW2 必须处在打开的状态；在 cps 模式下运行时，它会为交流电网注入可控量的电能。

转换器 C2 只能以可控直流源来进行控制。当开关 SW3 闭合，就切断了变换器 C1 与交流电网的连接，此时开关 SW2 用来切断直流微电网与交流电网的连接。每种操作模式对直流微电网中的变换器 C1、C2 和开关 SW2、SW3 等参数都做了定义，见表 8-4。

自适应控制系统必须能够监控交流电网，柴油发电机，变换器 C1、变换器 C2，蓄电池等储能设备的状态。

如果交流电网发生中断，直流微电网必须改变运行模式，为 Zone1 中的负载提供稳定的电压。如果可以，也要为 Zone2 中的负载供电。自适应监控系统通过测量交流电网的电压来监控交流电网的状态。如果变换器 C1、变换器 C2 或柴油

表 8-4　自适应控制系统——不同运行模式之间的转变

序号	运行模式	输入变量					控制变量			
		栅极电压	柴油发电机	能量存储	变换器1过载/失效	变换器1欠压	变换器1	变换器2	开关2	开关3
1	1	1→0	0	1	0	0	可控直流→交流源	关闭	闭合→断开	闭合
2	2	0→1	0	1	0	0	可控交流→直流源	关闭	断开→闭合	闭合
3	2	0	0→1	1	0	0	可控交流源	关闭→可控直流源	断开	闭合
4	4	0→1	1	1	0	0	可控交流→直流源	可控直流源→关闭	断开→闭合	闭合
5	4	0	1	1	0→1		可控交流源→关闭	可控直流源	断开→闭合	闭合→断开
6	5	0→1	1	1	0	0	关闭→可控直流源	可控直流源→关闭	闭合	断开→闭合
7	1	1	0	1	0→1		可控直流源→关闭	关闭	闭合	断开→闭合
8	2	0	0	1	0→1		可控直流源→关闭	关闭	断开→闭合	闭合→断开
9	4	0	1→0	1	0	0	可控交流源	可控直流源→关闭	断开	闭合
10	5	0	1→0	1	0	0	关闭	可控直流源→关闭	闭合	断开
11	3	0→1	0	1	0	0	关闭→可控直流源	关闭	闭合	断开→闭合
12	3	0	0→1	1	0	0	关闭	关闭→可控直流源	闭合	断开
13	8	0→1	0	0	0	1	关闭→可控直流源	关闭	闭合	断开→闭合
14	8	0	0→1	0	0	1	关闭	关闭→可控直流源	闭合	断开
15	1	1	0→1	1	0	0	可控直流源→程序支持运行	关闭→可控直流源	闭合	闭合
16	6	1	1	1	0	0	程序支持运行→可控直流源	可控直流源→关闭	闭合	闭合
17	1	1	0	1	0	0	可控直流源→程序支持运行	关闭	闭合	闭合
18	7	1	0	1	0	0	程序支持运行→可控直流源	关闭	闭合	闭合
19	7	1	0→1	1	0	0	程序支持运行	关闭→可控直流源	闭合	闭合
20	6	1	1→0	1	0	0	程序支持运行	可控直流源→关闭	闭合	闭合
21	6	1→0	1	1	0	0	程序支持运行→可控交流源	可控直流源	闭合→断开	闭合
22	7	1→0	0	1	0	0	程序支持运行→可控交流源	关闭	闭合→断开	闭合
23	3	0	0	1→0	0	0→1	关闭	关闭	闭合	断开

发电机失效的话，直流微电网也必须改变运行模式。

直流环节的电压和通过变换器 C1 的电流也必须要监测。直流环节的电压可以反映发电与耗电之间的平衡状态。过大的负载会导致直流环节的低电流，此时直流微电网也有必要转变运行模式，为避免系统瘫痪切除一些负载。Zone2 中的最大负载量由变换器 C1 的额定电流决定。如果电流变得过高，必须切除 Zone2 中的一些负载。

自适应控制系统基于输入变量和当前的运行模式来改变系统的控制变量。当输入变量发生改变，自适应控制系统也会改变控制变量，进而完成从一种运行模式到另一种运行模式的转变。在表 8-4 中，列出了输入变量的变化及其引起的运行模式的转变及相应的控制变量的改变。

第 9 章　分布式光伏发电系统的其他关键技术

前面各章已经对分布式光伏发电系统中各重要组成部分及光伏发电系统与其他新能源系统的接口等问题进行了详细的介绍。除了以上问题外，分布式光伏发电系统中还存在一些新的、尚未得到最终解决的重要问题，比如直流分量注入和共模漏电流问题、孤岛检测及保护问题、分布式发电系统的稳定性分析问题等。这些问题对分布式光伏发电系统的推广应用和安全运行有重要的作用，目前对这些问题的研究也是可再生能源发电研究中新的热点方向。

9.1　光伏并网逆变器的直流分量及共模漏电流问题

光伏发电分为独立式光伏发电和并网发电，目前以并网发电为主，而几乎所有的国家和地区均采用低频隔离变压器的方式实现并网。隔离型并网可以实现电网和光伏电池的电气隔离，保障人身安全，同时也可以实现电压匹配、抑制进网电流直流分量和简单有效地消除共模漏电流。但是，低频变压器增加了系统的体积、重量和成本，降低了变换效率。在光伏并网系统的前级插入高频变压器是一种替代措施，很大程度上降低了体积、重量和成本，却使得功率变换更为复杂，对系统效率没有明显改进。因此，不含有变压器的非隔离式并网发电方式凭借自身变化效率高、体积小、重量轻和成本低的绝对优势，迅速得到各国科研人员的重视和工业界的关注，目前已经在部分欧洲国家得到了应用。但是，变压器的消除使得光伏电池和电网之间有了电气连接，直流分量注入和共模漏电流问题成为不可避免且必须解决的问题。

9.1.1　直流分量注入的危害、成因及其解决方法

9.1.1.1　直流分量注入的危害及成因

直流电流注入电网会产生极大危害。直流电流注入电网，首先影响的就是各级变电站中的变压器设备。直流电流的注入会引起变压器的直流偏磁。直流偏磁导致变压器励磁电流和谐波电流的急剧增加，可能引起变压器铁心磁饱和，导致铁心的磁致伸缩。同时在周期性变化的磁场作用下，硅钢片会改变尺寸，引起振动和噪声。而磁致伸缩产生的振动是非正弦波的，变压器噪声的频谱中含有多种谐波分量，并且随着磁通密度的增大而增大。直流偏磁引起的高振动对变压器的危害很严重，可能会引起变压器内有关部件的松动，进而威胁变压器的安全运

行。由直流偏磁引起的谐波电流是危害性很大的偶次谐波电流，电能质量规范中有关偶次谐波电流的规定比奇次谐波更加严格。直流电流并入电网，还可能直接供应给交流负载，直流分量会造成电流的严重不对称，损坏负载。

在理想情况下，逆变器的输出电压和输出电流都是标准的交流信号，不存在直流分量问题，因此在并网逆变器的设计中往往会忽略这方面的问题。在工程实际中，直流分量注入已经成为光伏并网发电装置的一个重要指标。IEEE Std 929-2000 和 IEEE Std1547-2003 明确规定，并网发电装置向并网注入的直流电流分量不能超过装置额定电流的 0.5%。

逆变器的输出电流中直流分量的原因有两种类型：一种是可控的，另一种是不可控的。以电压型逆变器为例，如图 9-1 所示。由于同一半桥上下两个器件不能同时导通，为此通常要在开关信号中加入死区时间，即让需要关断的器件先关断，关断以后再开通需要开通的器件。死区时间的加入，使原本应该完全互补工作的两个器件实际上并非完全互补，这就造成了输出电压/电流的不平衡，也就产生了直流分量。上述例子是电压型变流器，对于电流型变流器也存在类似问题。电流型变流器为了保证直流侧电感有续流通道，电流型变流器同一半桥上下两个器件在换流时刻还必须同时导通一定时间，即所谓叠流时间，叠流时间也同样会产生直流分量。这种由死区（叠流）时间造成的直流分量可以通过减小死区（叠流）时间或采用无死区（叠流）工作方式加以抑制乃至消除，因此这种类型的直流分量是可以控制的。除了死区以外，基准信号中的直流偏置、控制电路中运算方法器的零漂等都属于这种造成直流分量的原因。

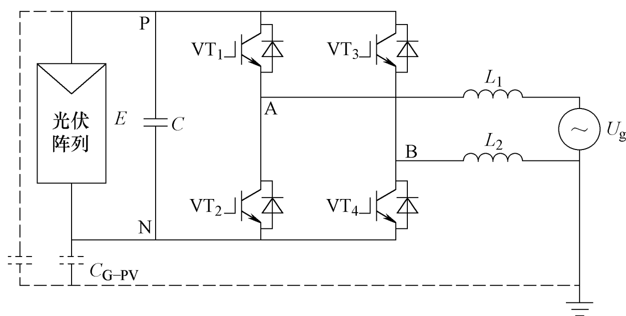


图 9-1 单相全桥并网逆变器

在理想情况下，各开关器件的动、静态工作特性完全一致，电路中的线路阻抗也完全对称，没有寄生参数和寄生电磁场的影响。而在工程实际中，上述理想状态是根本不存在的。最典型的就是器件特性的分散性。即使是同一流水线上同一批次生产的两只器件，也不可能做到其动、静态特性完全一致。仍以图 9-1 为例，四个器件的开关时间、导通电阻等不可能完全一致，因此必然会造成输出信

号中有直流分量存在。这种原因造成的直流分量是无法彻底消除的，也不是通过简单的手段就能控制的。

9.1.1.2　解决直流分量注入问题的方法

解决直流分量注入问题的一种方法是采用可以直接屏蔽直流分量的逆变器拓扑结构。图 9-2 所示的半桥逆变电路就是这样一种电路结构。在半桥逆变器中，由于电容的隔直流作用，输出电压中的直流分量（不论何种原因产生）都会被自动平衡，因此不会发生变压器的直流偏磁和磁饱和问题。

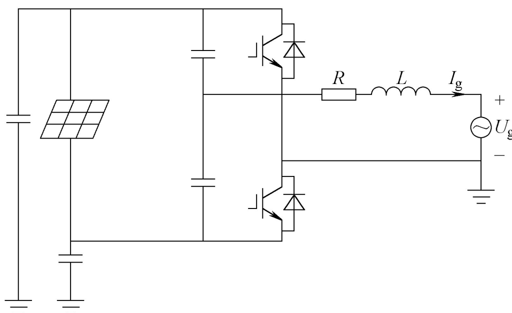


图 9-2　半桥结构的光伏并网逆变器

半桥电路虽然能够解决直流分量注入和共模漏电流的问题，但其开关的利用率较低。要想达到与全桥逆变器相同的输出功率，其直流侧电压必须提高一倍。而单相全桥逆变器是中小功率电力电子装置中应用最为广泛也最为成熟的。大量的直接并网光伏逆变器产品采用这种拓扑结构。因此在不改变拓扑结构的基础上，寻求新的控制策略解决直流分量注入问题就非常有必要。下面给出这样一种新型的控制策略。

实际上解决直流分量注入问题最简洁的手段就是在输出回路中串联一个电容，如图 9-3 所示。

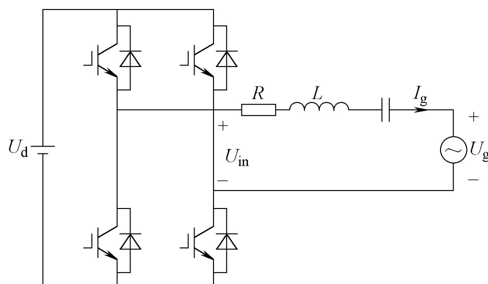


图 9-3　输出回路串入电容的单相全桥并网逆变器

由图 9-3 可列出串入电容后系统的负载特性：

$$\frac{I_g(s)}{U_{in}(s)-U_g(s)}=\frac{Cs}{LCs^2+RCs+1} \tag{9-1}$$

并网逆变器按照电流模式控制，并且忽略逆变器的小时间常数，则其控制框图如图 9-4 所示。其中 K 为逆变器等效放大倍数，G（s）为控制传递函数。根据经典控制理论，可对图 9-4 进行如图 9-5 所示的等效变换。

注意图 9-5 虽然与图 9-4 完全等效，但对应的电路结构却大有不同。即无需向图 9-3 中那样在输出回路中串入实际的电容，只要通过一定手段，即可实现图 9-5 所示的控制框图，相当于串入电容。可对图 9-5 作进一步变换，如图 9-6 所示。

比较图 9-6 与图 9-4、图 9-5 可以发现，点画线框内的结构已经和图 9-1 所示的常规单相逆变器完全相同。对常规单相全桥逆变器施加如图 9-6 所示的控制方法，就可以等效于在

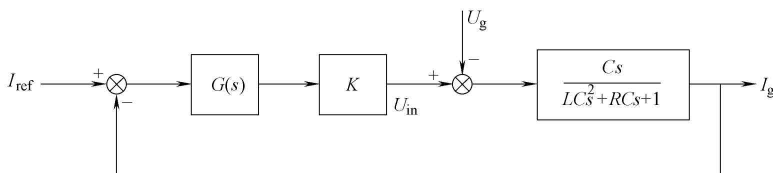


图 9-4 图 9-3 单相全桥并网逆变器的并网闭环控制框图

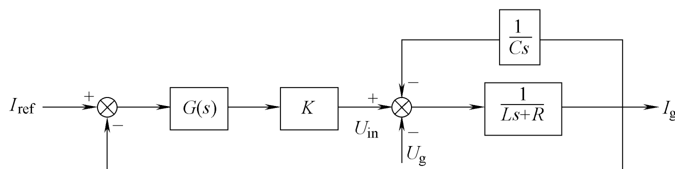


图 9-5 图 9-4 的等效变换

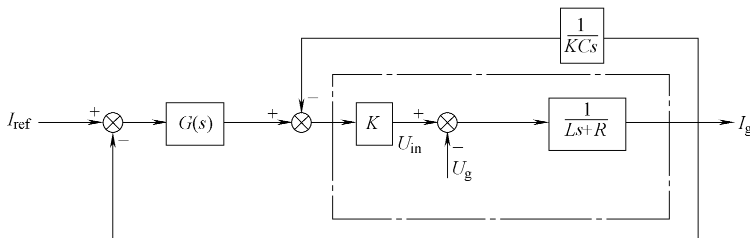


图 9-6 对图 9-5 的进一步变换

输出回路中串联了电容，这种方法可称为“虚拟电容法”。图 9-6 所示控制系统的闭环传递函数为

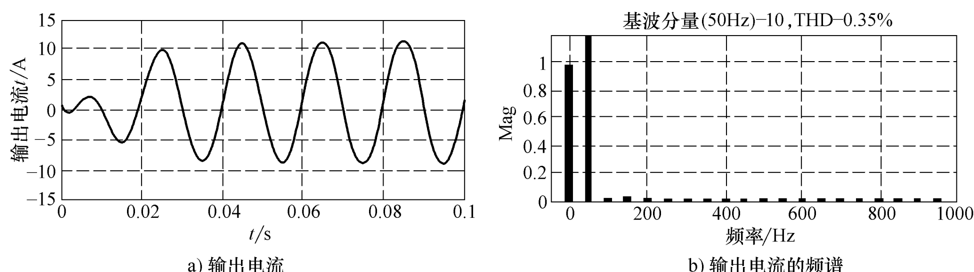
$$I_g(s)=\frac{KG(s)}{Ls+R+KG(s)+\frac{1}{Cs}}I_{ref}(s)-\frac{1}{Ls+R+KG(s)+\frac{1}{Cs}}U_g(s) \qquad (9\text{-}2)$$

为了消除交流稳态误差，图 9-6 中的控制器可采用比例复数积分控制器。

为了验证上述方法，进行了系统仿真。

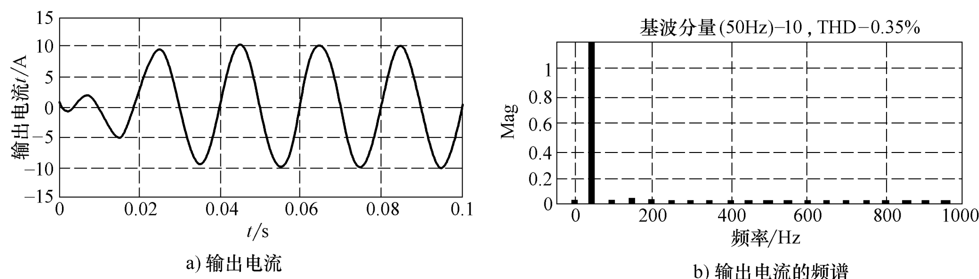
首先假设电流给定 I_{ref} 中含有直流分量，采用无虚拟电容的控制算法，逆变器输出电流及其频谱如图 9-7 所示。由图 9-7 可见，无虚拟电容时，闭环系统不能消除由给定电流造成的直流分量。当其他条件不变时，采用有虚拟电容的控制

算法，逆变器输出电流及其频谱如图 9-8 所示。由图 9-8 可见，直流分量已经被完全消除。



a) 输出电流　　b) 输出电流的频谱

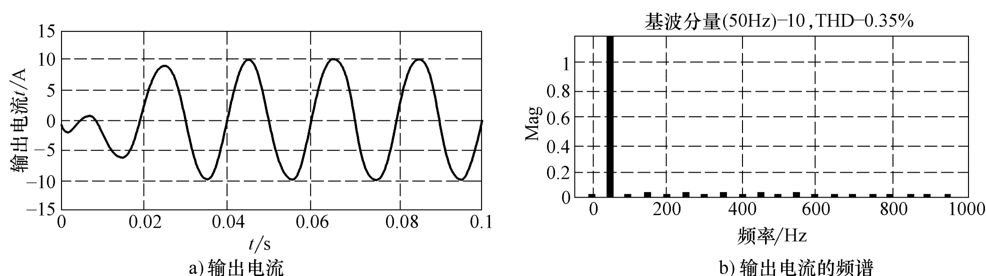
图 9-7　无虚拟电容时，逆变器输出电流及其频谱（电流给定含直流分量）



a) 输出电流　　b) 输出电流的频谱

图 9-8　有虚拟电容时，逆变器输出电流及其频谱（电流给定含直流分量）

再假设电网电压中含有直流分量，采用无虚拟电容的控制算法，逆变器输出电流及其频谱如图 9-9 所示。由图 9-9 可见，输出电流中没有直流分量。即使电网电压中含有直流分量，也能够采用虚拟电容法消除输出电流中的直流分量。



a) 输出电流　　b) 输出电流的频谱

图 9-9　无虚拟电容时，逆变器输出电流及其频谱（电网电压含直流分量）

通过以上仿真分析可以证明，虚拟电容法对直流分量的抑制作用是明显有效的。

9.1.2 共模漏电流的危害、成因及其解决方法

在非隔离光伏并网系统中因为没有变压器作为隔离，光伏电池、光伏逆变器和电网通过光伏电池对地寄生电容形成了共模回路，如图9-10所示。在共模回路中的共模电压不断变化，引起共模回路中电容、电感充放电，从而使得在共模回路中产生较大的漏电流。

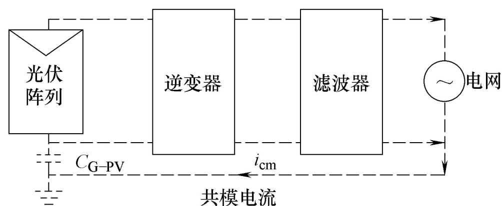


图9-10 光伏并网逆变器共模漏电流形成原理图

高频的漏电流会除了增加并网电流谐波以及系统损耗，还会产生以下危害：

1）对地下管道和其他地下设施造成危害。

2）改变土壤成分，对农作物生产和生态环境造成不良后果。

3）对电力系统产生重大影响，导致电力系统故障，还可能危及人员生命健康。

4）引起电磁干扰，影响通信设备正常工作。

5）对电气装置本身而言，会降低其效率和使用寿命。

目前抑制漏电流的方法大体可分为三种：第一种是支路分流的方法，顾名思义就通过增加漏电流支路的方法来减小漏电流。如带分离电容的三相全桥逆变器、直流侧中点和电网中点相连的三相NPC三电平逆变器等。第二种是增大共模回路阻抗的方法，在共模回路中共模电压变化幅值一定的情况下，增大共模回路阻抗可以在一定程度上降低漏电流幅值，达到抑制漏电流的目的。但是这种方法只能起到抑制漏电流的作用，而且一般需要在共模回路中串入比较大的电感才能有较好的抑制漏电流的效果。第三种是减小共模电压或保持共模电压恒定。因为在共模回路中，共模电压在开关频率级不断变化引起共模回路中电容电感充放电，从而引起共模电流，也就是说共模电压的存在是产生漏电流的根本原因。如果能减小共模电压或是保持共模电压恒定可以得到很好的抑制漏电流的效果。目前减小共模电压或保持共模电压恒定的方法一般是改进逆变器的拓扑结构和改进调制技术两种策略。下面对上述几种方法分别进行介绍。

9.1.2.1 支路分流法

支路分流法是在光伏电池两端并联两个电容，然后连接电容中点与电网中点，分离电容的三相全桥逆变器和三相NPC三电平逆变器如图9-11和图9-12所示。这样在共模回路中，光伏电池对地寄生电容和光伏电池两端电容是并联的。由于光伏电池并联电容比较大，电容电压波动比较小，这样就起到了钳位共模电压的作用，所以漏电流也很小。光伏电池并联电容远远大于对地寄生电容，因此

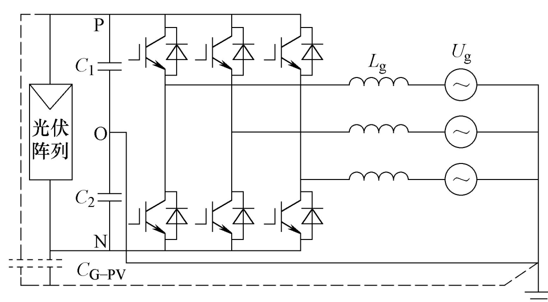


图 9-11　带分离电容的三相全桥逆变器

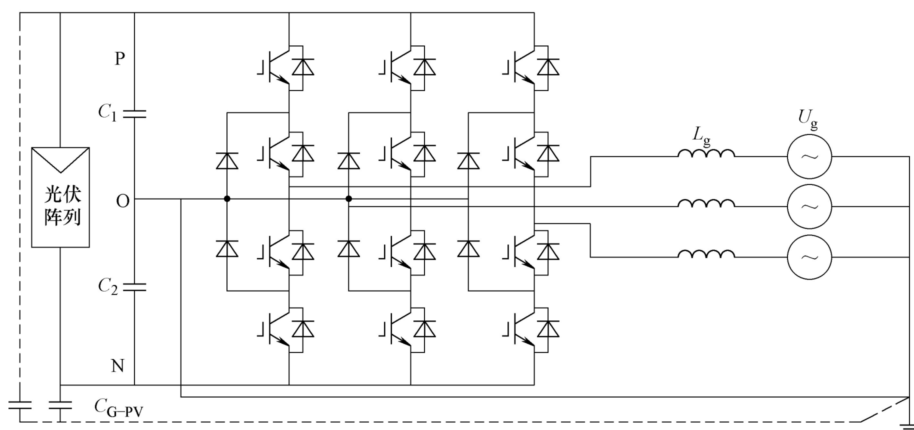


图 9-12　三相 NPC 三电平逆变器

大部分漏电流都会通过直流侧中点进入光伏电池并联电容，进一步减小漏电流。但是在实际应用中，直流侧中点通过大地与电网中点连接，连接线中必然会有大地阻抗。大地阻抗的存在使光伏电池对地寄生电容两端的电压产生波动，由此也会产生较大漏电流，所以支路分流的方法有待进一步改进。

9.1.2.2　增大共模回路阻抗

共模滤波器是抑制共模干扰的传统方法，共模回路阻抗加大，对于高频成分，就有良好的抑制效果，如图 9-13 所示。光伏电池漏电流主要由开关次谐波成分组成，共模电感需要对开关分量进行抑制，电感值较大才能达到理想的抑制效果。

9.1.2.3　减小共模电压或保持共模电压恒定

1. 改进拓扑结构

通过改进拓扑来达到共模电压恒定，抑制漏电流的方法主要应用在单相光伏逆变器中。而改进拓扑的基本思想是：通过构造新的续流回路，使光伏电池和电

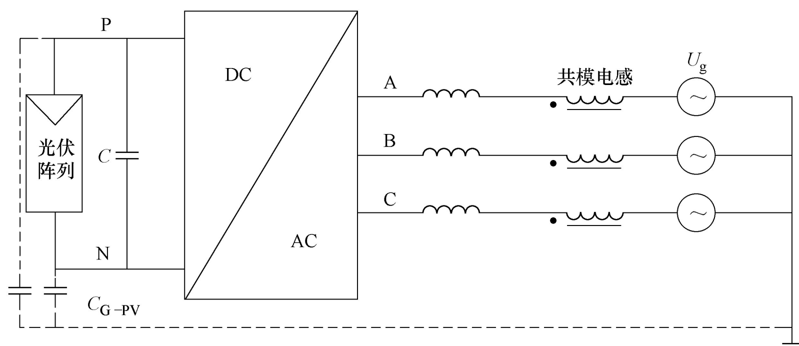


图 9-13 带共模电感的光伏逆变器

网断开连接，此时逆变器输出电压为零，光伏电池和电网之间没有能量流动，电网的能量通过续流回路流通，在使逆变器的输出电压保持不变或者变化很小，从而有效抑制漏电流的产生。按照续流回路的不同，可分为直流旁路拓扑和交流旁路拓扑，直流旁路拓扑主要有：H5、H6 和 FB-DCBP。交流旁路拓扑主要有：HERIC 和 FB-ZVR。下面分别对这些拓扑加以介绍。

（1）直流旁路拓扑

在直流旁路拓扑中，H5 拓扑最为简单，只是在直流侧和桥臂之间增加了一个功率器件，因此 H5 拓扑所用元器件少，成本较低。但是在逆变器输出非零电压时，三个功率器件同时导通，增加了导通损耗，其拓扑结构如图 9-14 所示。其基本工作过程如下：当调制波 u_m 处于正半周期时，VT_1、VT_4、VT_5 导通，VT_2 和 VT_3 关断时，输出电压 $U_{AB}=E$，共模电压 $U_{COM}=E/2$；当 VT_1 和 VT_3 导通，VT_2、VT_4 和 VT_5 关断时，输出电压 $U_{AB}=0$，共模电压 $U_{COM}\approx E/2$。当调制波 u_m 处于负半周期时，VT_2、VT_3、VT_5 导通时，VT_1 和 VT_4 关断时，输出电压 $U_{AB}=-E$，共模电压 $U_{COM}=E/2$；当 VT_1 和 VT_3 导通，VT_2、VT_4 和 VT_5 关断

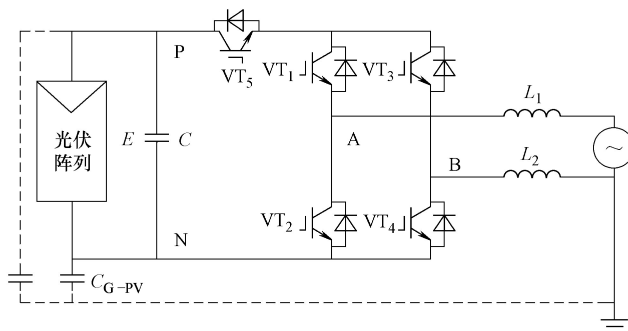


图 9-14 H5 拓扑结构

时，输出电压 $U_{AB}=0$，共模电压 $U_{COM}\approx E/2$。其开关状态和共模电压的关系见表9-1。

表9-1　H5开关状态和共模电压

输出电压	VT_1、VT_2、VT_3、VT_4、VT_5	U_{AN}	U_{BN}	U_{COM}
E	10011	E	0	$E/2$
$0(u_m>0)$	10100	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$
$-E$	01101	0	E	$E/2$
$0(u_m<0)$	10100	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$

H6拓扑相对于H5而言，增加了一个功率开关管和两个续流二极管，其拓扑如图9-15所示，不同状态和共模电压的关系见表9-2。

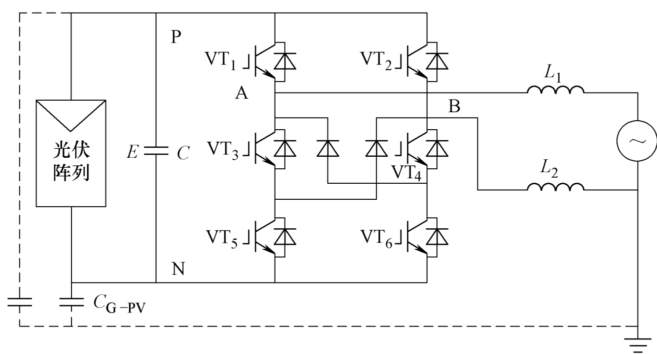


图9-15　H6拓扑结构

表9-2　H6开关状态和共模电压

输出电压	VT_1、VT_2、VT_3、VT_4、VT_5、VT_6	U_{AN}	U_{BN}	U_{COM}
E	100101	E	0	$E/2$
0	000100	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$
$-E$	011010	0	E	$E/2$
0	001000	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$

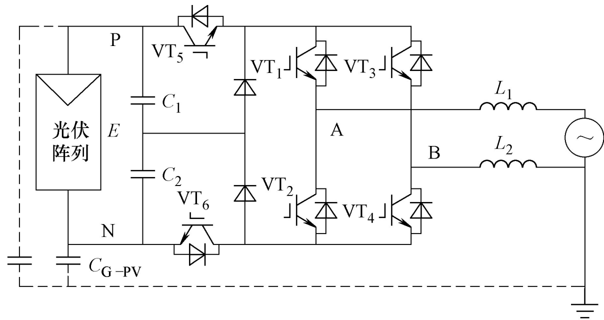


图9-16　FB-DCBP拓扑结构

FB-DCBP 拓扑结构中有六个功率器件和两个钳位二极管，其拓扑结构如图 9-16 所示，开关状态和共模电压关系见表 9-3。

表 9-3 FB-DCBP 开关状态和共模电压

输出电压	VT_1、VT_2、VT_3、VT_4、VT_5、VT_6	U_{AN}	U_{BN}	U_{COM}
E	100111	E	0	$E/2$
$-E$	011011	0	E	$E/2$
0	111100	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$

（2）交流旁路拓扑

交流旁路拓扑中，HERIC 拓扑在传统全桥逆变器拓扑的基础上，在逆变器输出端增加了两个反向串联的开关器件，其拓扑结构如图 9-17 所示。当 VT_1 ~ VT_4 关断，VT_5 或者 VT_6 开通时，逆变器输出电压为零，光伏电池与交流电网断开连接，此时输出电压等于 0，共模电压 $U_{COM} \approx E/2$。当功率器件 VT_1、VT_4 和 VT_6 导通，其他功率器件关断时，输出电压为 E，共模电压 $U_{COM} = E/2$。当功率器件 VT_2、VT_3 和 VT_5 导通，其他功率器件关断时，输出电压为 $-E$，共模电压 $U_{COM} = E/2$，开关状态和共模电压关系见表 9-4。

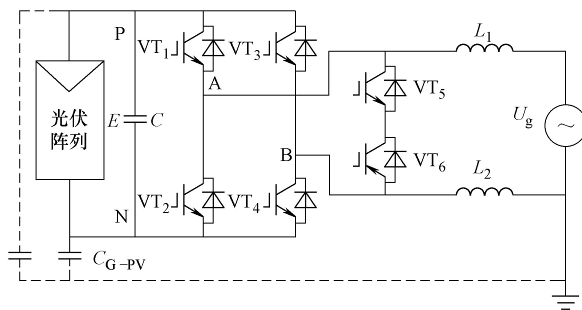


图 9-17 HERIC 拓扑结构

表 9-4 HERIC 开关状态和共模电压

输出电压	VT_1、VT_2、VT_3、VT_4、VT_5	U_{AN}	U_{BN}	U_{COM}
E	100101	E	0	$E/2$
$-E$	011010	0	E	$E/2$
$0(u_m>0)$	000001	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$
$0(u_m<0)$	000010	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$

全桥零电压整流拓扑（FB-ZVR）拓扑与 HERIC 拓扑结构和工作原理相似，只是在逆变器的输出端连接了一个开关管，并在开关管的两端并联了一个整流桥，如图 9-18 所示。开关状态和共模电压关系见表 9-5。

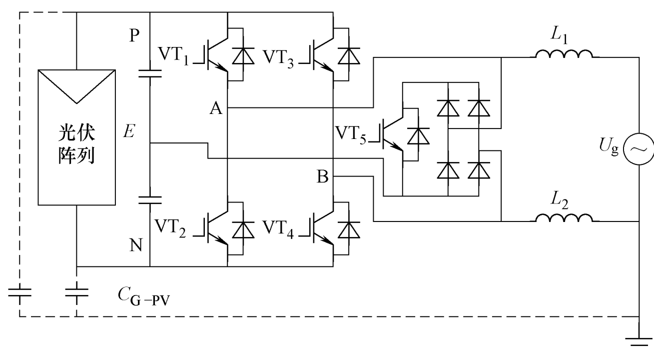


图 9-18　FB-ZVR 拓扑结构

表 9-5　FB-ZVR 开关状态和共模电压

输出电压	VT_1、VT_2、VT_3、VT_4、VT_5	U_{AN}	U_{BN}	U_{COM}
E	10010	E	0	$E/2$
$-E$	01100	0	E	$E/2$
0	00001	$\approx E/2$	$\approx E/2$	$\approx E/2$

2. 改进调制策略

（1）单相逆变电路调制策略

在单相全桥逆变电路（见图 9-1）中，存在单极性和双极性调制。在单极性调制中，A 相功率器件工作在开关频率，B 相功率器件工作在基波频率。在调制波的正半周期，VT_4 一直开通，VT_1 和 VT_2 高频交替工作，共模电压 U_{COM} 在 $E/2$ 和 0 之间变化；在调制波的负半周期，VT_3 一直开通，VT_1 和 VT_2 高频交替工作，共模电压 U_{COM} 在 $E/2$ 和 E 之间变化。

在双极性调制中，四个开关管都工作在开关频率，对角线上的功率器件驱动信号相同。在正半周期 $U_{AN}=E$，$U_{BN}=0$，输出的共模电压 $U_{COM}=E/2$；在负半周期 $U_{AN}=0$，$U_{BN}=E$，输出的共模电压 $U_{COM}=E/2$。在整个基波周期共模电压恒定，可以使漏电流为零。

不同调制方法下的共模电压见表 9-6。

表 9-6　单相全桥逆变器共模电压

调制方式	VT_1、VT_2、VT_3、VT_4	U_{AN}	U_{BN}	U_{COM}
单极性调制	1001	E	0	$E/2$
	0110	0	E	$E/2$
	1010	E	E	E
双极性调制	0101	0	0	0
	1001	E	0	$E/2$
	0110	0	E	$E/2$

单极性调制中一个桥臂的功率器件工作在基波频率，另一桥臂功率器件工作在开关频率，开关损耗比较小，但是共模电压是变化的，会产生较大的漏电流。双极性调制的共模电压是恒定的，理论上可使漏电流为零，但是双极性调制中的四个功率器件均工作在开关频率，开关损耗比较大。

（2）三相逆变电路调制策略

图9-19为三相桥式逆变器拓扑，定义共模电压 $U_{COM}=(U_{AN}+U_{BN}+U_{CN})/3$。在三相桥式逆变器中，根据所使用的矢量可以将调制技术分为传统PWM调制、减小共模电压调制和恒定共模电压调制。

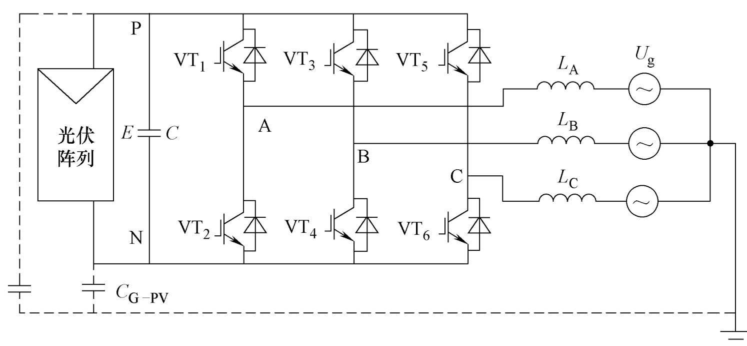


图9-19　三相桥式逆变器

1）传统PWM调制策略。传统PWM调制，包括载波PWM调制和空间矢量（SVM）调制，这两种调制技术用到了三相桥式逆变器中所有的基本电压矢量，共模电压变化的幅值最大。传统PWM调制的基本电压矢量及其共模电压见表9-7。

表9-7　三相桥式逆变器基本电压矢量及其共模电压

电压矢量	S_a	S_b	S_c	U_{AN}	U_{BN}	U_{CN}	U_{COM}
$\boldsymbol{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0
$\boldsymbol{V}_1$	1	0	0	E	0	0	$E/3$
$\boldsymbol{V}_2$	1	1	0	E	E	0	$2E/3$
$\boldsymbol{V}_3$	0	1	0	0	E	0	$E/3$
$\boldsymbol{V}_4$	0	1	1	0	E	E	$2E/3$
$\boldsymbol{V}_5$	0	0	1	0	0	E	$E/3$
$\boldsymbol{V}_6$	1	0	1	E	0	E	$2E/3$
$\boldsymbol{V}_7$	1	1	1	E	E	E	E

2）减小共模电压调制策略。减小共模电压调制技术选择非零矢量进行调制，包括AZSPWM（Active-zero-state PWM）和NSPWM（near-state PWM）两种方

式，这两种调制方式的共模电压只在 $E/3$ 和 $2E/3$ 之间变化，变化幅度低于表 9-7所示的传统载波 PWM 和 SVM。

AZSPWM 电压合成原理如图 9-20 所示，基本矢量作用顺序见表 9-8。在图 9-20a 中，在相邻矢量间进行矢量切换，共模电压变化幅值是 $E/3$，变化频率是三倍的开关频率；在不相邻的矢量间进行矢量切换，共模电压变化幅值是 $E/3$，变化频率是开关频率；图 9-20b 使用三个非零矢量合成基准矢量，共模电压变化幅值是 $E/3$，变化频率是开关频率。

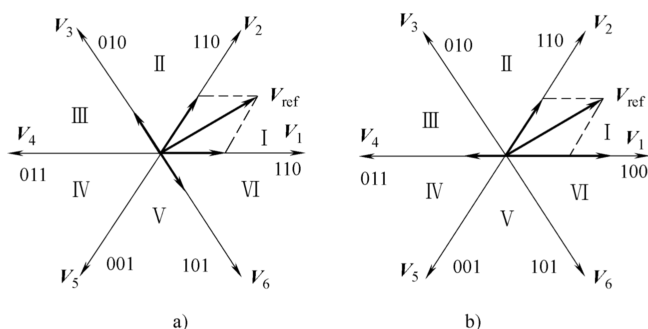


图 9-20　AZSPWM 矢量合成原理

表 9-8　AZSPWM 基本电压矢量作用顺序

调制方式	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
AZSPWM-a1	3216123	4321234	5432345	6543456	1654561	2165612
AZSPWM-a2	6213126	1324231	2435342	3546453	4651564	516215
AZSPWM-b	12421	23532	34643	45154	56265	61316

在 NSPWM 中，选择距离基准矢量最近的基本电压矢量，以及与该电压矢量相邻的两个基本电压矢量来合成基准电压矢量，矢量合成原理如图 9-21 所示，基本矢量作用顺序见表 9-9。共模电压变化幅值是 $E/3$，变化频率是两倍的开关频率。

表 9-9　NSPWM 基本电压矢量作用顺序

调制方式	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
NSPWM	21612	32123	43234	54345	65456	16561

3）恒定共模电压调制策略。恒定共模电压调制技术采用奇数电压矢量（$\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_3$、$\boldsymbol{V}_5$）或者偶数电压矢量（$\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_4$、$\boldsymbol{V}_6$）合成基准电压矢量。由表 9-7 可知，奇数电压矢量的共模电压 $U_{\mathrm{COM}}=\dfrac{1}{3}E$，偶数电压矢量的共模电压 $U_{\mathrm{COM}}=\dfrac{2}{3}$

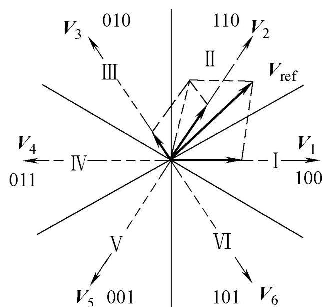


图 9-21　NSPWM 矢量合成原理

E。因此，仅采用奇数电压矢量或偶数电压矢量的调制方式可以在整个基波周期内保持共模电压恒定，其电压合成原理如图9-22所示。在表9-10中，方式一和方式二在一个基波周期内均使用奇数基本电压矢量来合成基准电压矢量，共模电压幅值$U_{\mathrm{COM}}=\frac{1}{3}E$，方式一电压矢量作用顺序始终不变，方式二电压矢量作用顺序是变化的。

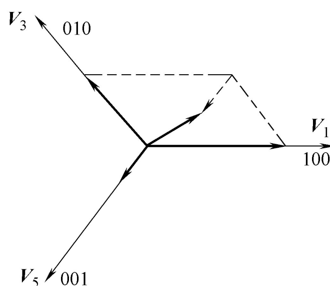


图9-22 恒定共模电压调制矢量合成方式

表9-10 RSPWM 基本电压矢量作用顺序

调制方式	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
方式一	31513	31513	31513	31513	31513	31513
方式二	31513	13531	13531	15351	15351	31513

在上述几种抑制漏电流的调制技术中，恒定共模电压调制通过改进调制技术保证共模电压恒定，对漏电流的抑制效果是最好的，理论上可以使漏电流为零。但是这种调制方式的直流电压利用率比较低，调制度需在0.52以下。

9.2 孤岛效应及其检测技术

孤岛效应是由越来越多的新能源发电系统并接到电网上所带来的新现象。当逆变器并网运行，而电网由于某种故障因素而跳闸时，就会出现并网逆变系统独立向周围的负载供电，从而形成电力公司无法掌控的自给供电孤岛。孤岛现象的出现可能会对逆变系统和用电设备造成损坏，还会对电力检修人员造成危险。因此，并网逆变系统必须采取有效的孤岛检测和保护措施。IEEE Std. 929-2000标准规定，所有的光伏并网逆变器都应该具有防止孤岛效应的功能，并给出了电网断电时并网逆变系统在不同情况下的最大允许跳闸时间见表9-11。

表9-11 IEEE Std. 929-2000 标准规定的孤岛检测最大时间限制

状态	公共连接点电压幅值	公共连接点电压频率/Hz	允许的最大跳闸时间
A	$U<0.5U_{\mathrm{nom}}$	f_{nom}	6个工频周期
5	$0.5U_{\mathrm{nom}}\leqslant U<0.88U_{\mathrm{nom}}$	f_{nom}	120个工频周期
7	$0.88U_{\mathrm{nom}}\leqslant U<1.1U_{\mathrm{nom}}$	f_{nom}	正常运行
8	$1.1U_{\mathrm{nom}}\leqslant U<1.37U_{\mathrm{nom}}$	f_{nom}	120个工频周期
9	$1.37U_{\mathrm{nom}}\leqslant U$	f_{nom}	2个工频周期
13	U_{nom}	$f\leqslant f_{\mathrm{nom}}-0.7$	6个工频周期
14	U_{nom}	$f>f_{\mathrm{nom}}+0.5$	6个工频周期

注：U_{nom}为电网额定电压峰值；f_{nom}为电网额定频率。

孤岛检测主要分为无源检测和有源检测两种。无源检测方法是通过直接检测公共连接点的电压和并网电流等电气状态和指标，来判断孤岛现象的发生。该方法具有原理简单、容易实现和检测速度快的特点，但是无源检测方法通常具有较大的检测盲区，应用具有局限性。有源检测方法是通过给并网电流中引入特定的干扰信号，打破孤岛运行下逆变系统和负载之间的平衡，使公共连接点电压幅值或频率超出阈值范围，从而检测出孤岛现象的发生。有源检测方法可以有效地减小检测盲区，提高孤岛检测的准确性。但是由于引入了周期性扰动信号，会给电网造成一定的谐波污染。此外，还可以利用远程通信手段，通过电网侧自身的监控系统检测到电网故障或电网供电中断情况后，向并网逆变系统传送故障信号，使逆变器采取必要的保护措施。该方法虽然不存在检测盲区，但是会增加设备成本，实际应用具有较大的难度。

9.2.1　并网逆变系统孤岛检测分析

逆变系统并网运行时，本地负载是由逆变系统和电网同时供电的。通常负载特性多种多样，但是大体上可以分为阻性、容性或者感性。因此可以用具有普遍性的电阻 R、电感 L 和电容 C 并联模拟该系统的负载，其结构示意图如图 9-23 所示。其中，QF 为并网断路器，u_g 为电网电压，i_o 为逆变器输出电流，i_{load} 为负载电流，a 为并网公共连接点。

图 9-23 所示并网逆变器的负载阻抗为

$$Z = |Z| \angle \varphi \tag{9-3}$$

式中

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)}} \tag{9-4}$$

$$\varphi = \arctan\left[R\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)\right] \tag{9-5}$$

负载固有谐振频率为

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{9-6}$$

根据图 9-23 所示，当断路器 QF 闭合时，逆变系统并网发电。此时逆变系统向公共连接点 a 提供的功率为 $P + jQ$，负载消耗的功率为 $P_{load} + jQ_{load}$，则电网需要提供的功率为 $\Delta P + j\Delta Q$。其中，

$$\Delta P = P_{load} - P \tag{9-7}$$

$$\Delta Q = Q_{load} - Q \tag{9-8}$$

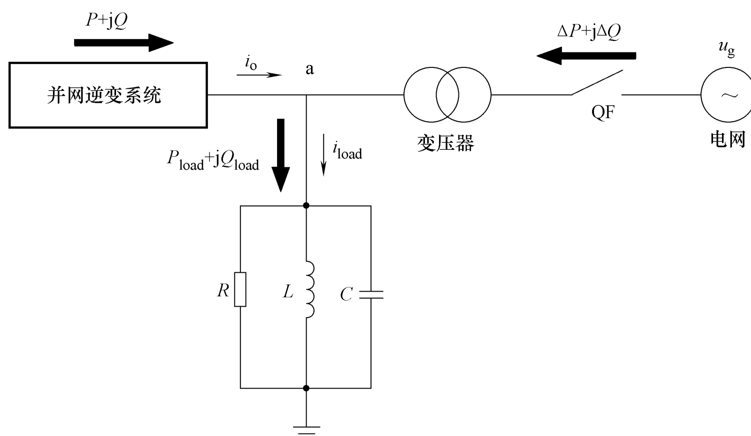


图 9-23 并网逆变器运行结构

9.2.2 无源检测方法

逆变系统并网发电运行时通常工作于单位功率因数，即有 $Q=0$，$\Delta Q=Q_{load}$。显然负载需要的无功功率是由电网提供的，同时电网还需要提供给负载部分有功功率 ΔP。当电网跳闸而出现孤岛现象时，本地负载完全由逆变器单独供电。因此，负载电压的幅值、相位或频率会发生相应的变化，无源检测是通过检测负载电压的变化来判断孤岛的发生。

9.2.2.1 过电压、欠电压检测和过频、欠频检测

IEEE Std. 929-2000 标准规定，并网发电系统必须具有过电压保护（OVP）、欠电压保护（UVP）、过频保护（OFP）和欠频保护（UFP）功能，并且规定了相应的保护阈值范围。当公共连接点电压超出设定的阈值范围时，在规定的时间内，系统需要检测到孤岛的发生，并且采取相应的保护措施，使发电系统与电网断开或者控制逆变器停止运行。

并网逆变系统采用图 9-23 所示的 RLC 并联来模拟本地负载时，负载消耗的功率为

$$P_{load}=\frac{U_a^2}{2R} \tag{9-9}$$

$$Q_{load}=\frac{U_a^2}{2}\left(\frac{1}{\omega L}-\omega C\right) \tag{9-10}$$

式（9-9）和式（9-10）中，U_a 为公共连接点 a 的电压幅值；ω 为电压 u_a 的频率。

逆变系统在并网运行时，电网提供负载部分功率 ΔP 和 ΔQ。当电网由于故

障而跳闸时，即等效于并网断路器QF断开，逆变系统独立给负载供电的情况，此时ΔP和ΔQ都变为零。所以独立供电系统的运行状况取决于断路器QF断开前的ΔP和ΔQ，并且存在OVP、UVP、OFP和UFP四种情况。

1）$\Delta P<0$时，逆变系统输出的功率大于负载消耗的有功功率，即$P>P_{\text{load}}$。当断路器QF断开的瞬间，ΔP突降为零，因此P_{load}会增大为P。而R在短时间内不会发生明显的变化，由式（9-9）可知，U_{a}将增大。如果a点电压超出OVP设定的阈值，即可检测到孤岛现象的发生。

2）$\Delta P>0$时，逆变系统输出的功率小于负载消耗的有功功率，即$P<P_{\text{load}}$。当断路器QF断开的瞬间，ΔP突降为零，因此P_{load}会减小为P。而R在短时间内不会发生明显的变化，由式（9-9）可知，U_{a}将减小。如果a点电压超出UVP设定的阈值，即可检测到孤岛现象的发生。

3）$\Delta Q>0$时，负载需要吸收无功功率，是滞后功率因数角，即负载在电网频率下呈感性。当断路器QF断开时，$\Delta Q=0$，由于逆变器以单位功率因数供电，即$Q=0$。因此，负载无功功率Q_{load}会减小为零。根据式（9-10）可知，公共连接点电压U_{a}的频率会增加到负载固有谐振频率ω_{s}。如果U_{a}的频率超出了OFP设定的阈值，即可检测到孤岛现象的发生。

4）$\Delta Q<0$时，负载将产生无功功率，是超前功率因数角，即负载在电网频率下呈容性。当断路器QF断开时，$\Delta Q=0$，由于逆变器以单位功率因数供电，即$Q=0$。因此，负载无功功率Q_{load}会变为零。根据式（9-10）可知，公共连接点电压U_{a}的频率会减小到负载固有谐振频率ω_{s}。如果U_{a}的频率超出了UFP设定的阈值，即可检测到孤岛现象的发生。

并网发电系统采用过电压保护（OVP）、欠电压保护（UVP）、过频保护（OFP）和欠频保护（UFP）时，在逆变器输出功率与负载需要的有功功率或者无功功率不匹配的情况下，一旦出现孤岛运行状态，公共连接点电压的幅值或者频率会发生变化。如果超出预设的阈值就可以判断出孤岛的发生，从而采取相应的保护措施。然而，当逆变器输出功率与负载需要的有功功率或者无功功率基本匹配时，公共连接点电压的幅值或者频率变化较小，此时该方法失效，将不能检测孤岛现象的发生。

9.2.2.2　相位突变检测

逆变系统并网运行时，公共连接点a的电压$\dot{U}_{\text{a}}$由电网电压$\dot{U}_{\text{g}}$所钳位，即有

$$\dot{\boldsymbol{U}}_{\text{a}}=\dot{\boldsymbol{U}}_{\text{g}}=\boldsymbol{U}_{\text{m}}\angle\varphi_0 \tag{9-11}$$

式中，$\boldsymbol{U}_{\text{m}}$为电网电压幅值；$\varphi_0$为电网电压初始相位。

逆变系统并网发电运行时，应使逆变系统输出电流$\dot{I}_{\text{o}}$与电网电压同相位，以实现单位功率因数并网发电，即

$$\dot{\boldsymbol{I}}_{\text{o}}=I_{\text{m}}\angle\varphi_0 \tag{9-12}$$

式中，I_m 为并网逆变系统额定输出电流幅值。

此时负载电流由 a 点电压决定，即由电网电压决定，因此有

$$\dot{I}_{load}=\frac{\dot{U}_g}{Z}=\frac{U_m}{|Z|}\angle(\varphi_0-\varphi) \tag{9-13}$$

可见，并网运行时负载电流与电网电压的相位差由负载阻抗角 φ 决定。当电网突然断开后，即等效于断路器 QF 断开，出现了逆变系统单独给负载供电的孤岛现象。在孤岛现象发生前，逆变系统输出电流 I_o 与电网电压 U_g 仅在过零点发生同步。在过零点之间，I_o 要跟随系统内部的参考电流而不会发生突变。因此，孤岛现象发生后负载电流会突变为逆变系统的输出电流，即

$$\dot{I}_{load}=\dot{I}_o=I_m\angle\varphi_0 \tag{9-14}$$

这时，a 点电压由逆变系统输出电流 I_o 和负载阻抗 Z 所决定，即有

$$\dot{U}_a=\dot{I}_oZ=I_m|Z|\angle(\varphi_0+\varphi) \tag{9-15}$$

将式（9-15）与式（9-11）对比可见，孤岛现象发生后，a 点电压的相位将会发生变化。因此，可以采用电压相位突变检测（PJD）方法来判断孤岛现象是否发生。如果负载为非纯阻性负载，即负载阻抗角 φ 不为零，则在孤岛现象发生后，公共连接点 a 的电压 U_a 与逆变系统输出电流 I_o 之间会产生一定的相位差 φ，使输出电压 U_a 发生相位突变，如图 9-24 所示。通过检测 a 点电压 U_a 与逆变系统输出电流 I_o 之间的相位差 φ，如果 φ 大于系统所规定的阈值，说明孤岛现象发生，控制器将断开或关闭并网逆变系统。

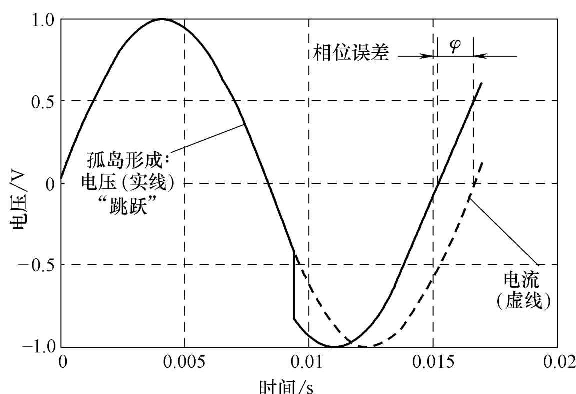


图 9-24 电压相位突变

相位突变检测算法简单、易于实现，属于无源检测方法，不会影响逆变系统输出电能的质量，也不会影响系统的暂态响应。相位突变检测与过频、欠频检测相类似，在电网频率下，当负载阻抗角 φ 接近零时，即负载近似呈阻性时，该方法失效。通常相位突变检测需要与过电压、欠电压检测结合应用，以减小检测盲区，提高孤岛效应检测的可靠性。

9.2.2.3 电压谐波检测

电压谐波检测法是通过监测公共连接点电压 U_a 的总谐波畸变率（THD），判断 THD 是否超出设定的阈值范围来检测孤岛现象的发生。在并网逆变系统中，

公共连接点电压 U_a 中的谐波来源于两个方面：一是电网电压畸变引起的 a 点电压畸变；另一方面是高频开关逆变器产生的电流谐波引起的 a 点电压的畸变。通常电网电压的谐波畸变较小，并且基本保持不变。在逆变器并网运行时，如图 9-23所示，逆变器输出电流的谐波分量将通过公共连接点 a 流入电网。由于电网的阻抗很小，因此 a 点电压的总谐波畸变率通常较低，基本等于电网电压的总谐波畸变率。当电网断开后，逆变系统输出的电流谐波流入负载，由于负载阻抗通常要比电网阻抗大得多，因此逆变器输出电流谐波在 a 点将产生较大的谐波电压（谐波电流与负载阻抗的乘积）。通过检测公共连接点电压谐波含量或者谐波的变化与设定的阈值相比较，如果超出阈值范围，说明逆变系统处于孤岛状态，从而进行相应的保护。

理论上，电压谐波检测方法在一定范围内提高了孤岛现象检测的可靠性。但是在实际应用中，由于非线性负载等因素的存在，电网电压本身具有较大的谐波，而并网逆变器输出电流的总谐波畸变率要满足小于 5% 的标准，因此，使谐波检测的动作阈值不易确定，并且在非线性负载投入或开关动作时，容易引起误动作。因此，该方法具有较大的局限性。

9.2.3　有源检测方法

有源孤岛现象检测方法通常需要给系统注入一定的扰动信号，使系统在孤岛现象发生时使公共连接点电压产生明显的变化。有源孤岛检测主要包括有源电流扰动、有源频率偏移（Active Frequency Drifting，AFD）和滑模频率偏移（Slide-Mode frequency Shifting，SMS）等方法。有源孤岛现象检测中，引入的扰动能够破坏并网系统和负载的功率平衡，从而检测到孤岛现象的发生，可以有效地减小检测盲区。

9.2.3.1　有源电流扰动法

有源电流扰动法是通过给并网逆变器施加周期性的电流扰动，以破坏逆变器与负载之间的功率平衡，达到检测孤岛现象的目的。在孤岛现象发生后，通过检测公共连接点的电压变化，从而判断出孤岛现象的发生。有源电流扰动法通常需要与过电压、欠电压检测结合使用。在单独采用过电压、欠电压检测时，如果逆变器额定输出功率与本地负载功率相匹配，在逆变器脱网运行时，公共连接点的电压不会发生明显的变化。此时，过电压、欠电压检测失效。此时，如果改变逆变器输出电流的幅值，那么公共连接点电压的幅值就会发生相应的变化。当超出设定的阈值时，可以判断出孤岛的发生。如果逆变器并网运行，公共连接点的电压由电网电压所钳位，即使引入电流扰动也不会改变连接点的电压。

在电网电压为 220V/50Hz、逆变器额定输出功率为 1kW 以及本地负载为阻

性 1kW 的情况下，有源电流扰动孤岛现象检测波形如图 9-25 所示。每隔 20 个工频周期将逆变器输出电流降为额定幅值的一半，并且持续两个工频周期后恢复为额定值，以保证系统具有足够的检测和判断时间，如图 9-25a 所示。图 9-25b 为电网电压波形，在 0.5s 处电网跳闸，即电网电压突降为零。图 9-25c 给出了公共连接点的电压波形，可见逆变器在正常并网运行时，公共连接点的电压完全等于电网电压，在 0.36s 处的电流扰动对公共连接点的电压没有任何影响。由于负载功率与逆变器输出功率相匹配，因此在电网跳脱后公共连接点的电压基本不变，难以判断出孤岛的发生，直到下一个电流扰动（0.76s）出现时。当公共连接点的电压减小为额定电压的一半时，可以检测出孤岛的发生。

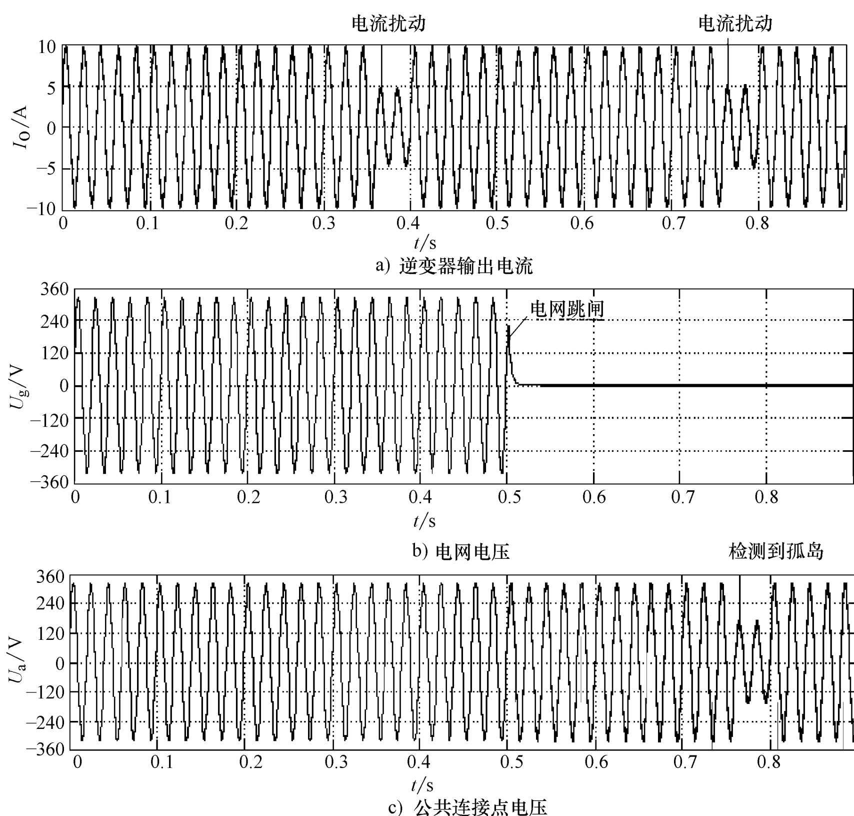


图 9-25 有源电流扰动法孤岛现象检测波形

有源电流扰动检测方法具有原理简单、容易实现、电流谐波小的特点。但是，并网电流周期性变化，对逆变系统输出功率影响较大，对系统的动态性能要求较高。而且在多台逆变系统并网运行时，单台逆变器的电流扰动对公共连接点电压的影响减弱，降低了孤岛现象检测的可靠性。

9.2.3.2　有源频率偏移法

有源频率偏移（AFD）法是通过使逆变器输出电流的频率发生一定的偏移，来检测孤岛现象的方法。并网运行时，每个周期逆变器输出电流的初始相位都跟踪电网电压的相位，因此，微小的电流偏移对系统的正常运行不会产生明显的影响。当孤岛现象发生时，公共连接点电压 U_a 的频率会由于电流的偏移而发生改变，并产生一定的正反馈，从而加大 U_a 的频率偏移。当频率超出预设的阈值时，可以检测到孤岛现象的发生。

图 9-26 给出了逆变器引入频率偏移的电流波形，图中实线为逆变器输出电流 I_o，虚线为电网电压 U_g，T_u 是电网电压周期，T_i 是逆变器输出电流周期，t_z 是逆变器输出电流偏移时间。

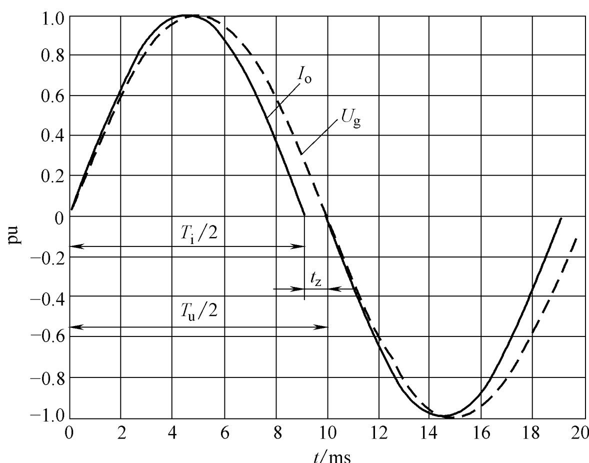


图 9-26　有源频率偏移法孤岛检测波形

t_z 与 $T_u/2$ 的比值定义为斩波系数 c_f 为

$$c_f = 2t_z/T_u \qquad (9\text{-}16)$$

在正半周期，逆变器输出电流的频率大于电网电压的频率，当逆变器输出电流达到零时，使其保持为零并持续 t_z 时间直到负半周期开始。在负半周期时，逆变器输出电流是正半周期的相反值，当电流达到零时，保持为零直到电网电压下一个过零点。

应用 AFD 法检测孤岛现象时，在阻性负载情况下，当电网跳闸时，在正半周期公共连接点的电压波形会跟随逆变器输出电流波形，在 $T_{uz}/2 - t_z$ 后变为零，使连接点电压 U_a 比电网电压提前 t_z 达到零；到负半周期，逆变器电流又会提前 t_z 过零，从而使 U_a 的频率进一步增加，当超出预设的频率阈值时，可以检测到孤岛的发生。当 AFD 法应用于感性负载时，因为感性负载在断网后有使连接点电压的频率上升的趋势，使其更快地超出频率保护阈值，从而检测出孤岛的发生。但是该方法应用于容性负载时，因为容性负载在断网后有使连接点电压的频率下降的趋势，如果频率下降的趋势和逆变器输出电流产生频率上升的趋势相抵消，则这种检测方法会失效。

采用有源频率偏移法时，斩波系数 c_f 越大，孤岛检测的可靠性越高，检测盲区越小，但是过大的 c_f 会增加逆变器输出电流的谐波含量，造成电网的谐波污染。

9.2.3.3 滑模频率偏移法

滑模频率偏移法（SMS）与有源频率偏移法（AFD）类似，主要区别在于AFD是给逆变器输出电流引入 t_z 而产生频率偏移，而SMS是通过引入相角偏移 θ_s。在应用SMS方法进行孤岛现象检测时，并网逆变器输出电流为

$$i_o = I_m \sin(2\pi f t + \theta_s) \tag{9-17}$$

$$\theta_s = \theta_{sm} \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{f-f_g}{f_m-f_g}\right) \tag{9-18}$$

式中，f 为公共连接点电压的频率；f_g 为电网频率；θ_{sm} 为最大相位角；f_m 为当 $\theta_s=\theta_{sm}$ 时对应的最大频率。

孤岛发生后，对于阻性负载的情况，由于引入了偏移角 θ_s，会使 f 增大。由式（9-18）可知，f 的增大又会使 θ_s 进一步增加，在正反馈的作用下频率 f 不断增加，当 f 超出预设的频率阈值时，系统将检测到孤岛的发生。但是，对于 RLC 并联负载，当 f 满足式（9-19）时，当电网跳脱后，公共连接点电压的频率 f 将稳定在频率保护阈值范围之内，使系统无法检测到孤岛的发生。

$$\arctan\left[R\left(\frac{1}{2\pi f L}-2\pi f C\right)\right] = \theta_{sm}\sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{f-f_g}{f_m-f_g}\right) \tag{9-19}$$

由上述分析可知，SMS可以减小孤岛检测的盲区，但是该方法会影响逆变器输出的电能质量。此外，在 RLC 负载的相位增加的速度快于逆变器相位变化的速度的时候，即 $\mathrm{d}\theta_{load}/\mathrm{d}f > \mathrm{d}\theta_s/\mathrm{d}f$ 时，SMS孤岛检测方法失效。

9.2.4 混合孤岛检测方法

根据前面对无源孤岛检测和有源孤岛检测方法的分析可知，无源检测方法具有检测速度快、对发电质量影响小的优点，但是其检测盲区较大，并且在电网中有大负载投切时，还容易引起虚假孤岛保护的现象。而有源孤岛检测盲区小，检测的可靠性高，但是引入的电流扰动会降低发电质量，造成电网谐波污染。实际应用中，可将两种方法结合在一起使用，即所谓混合孤岛检测方法。下面就介绍一种将相位突变和过电压、欠电压无源检测与电流扰动有源检测有机地结合在一起的混合孤岛检测方法，该方法还具有预防虚假孤岛保护的功能。

这里采用的混合孤岛检测方法是以相位突变检测和过电压、欠电压检测为主体，只有在判断出可能出现孤岛状态的情况下才引入辅助电流扰动，以进一步判断孤岛是否发生。

混合孤岛检测中，相位突变检测作为独立的检测模块，主要针对本地负载呈电抗性的情况。IEEE Std 929-2000 标准规定，电压频率超出额定频率0.5Hz或低于额定频率0.7Hz时需要进行孤岛保护。按照0.5Hz折算的相位超前或滞后角度为3.6°，因此相位突变检测中设定的相位阈值为3.6°。逆变器输出电流指

令信号 I_{ref} 只跟踪公共连接点电压的正向过零点，到下一个正向过零点之前，按照工频由控制器查表产生指令信号 I_{ref}。因此，由式（9-15）可知，电抗性负载情况下发生孤岛现象时，公共连接点电压 U_a 的相位会发生突变，相位突变检测模块在下一个过零点处可以计算出电压 U_a 相位的变化量，如果负载阻抗角 φ 大于设定的阈值，可以判断出孤岛的发生。该模块发出控制信号，采取相应的孤岛保护措施。但是，当负载阻抗角较小或近似呈阻性时，相位突变检测失效。此时，可以利用过电压、欠电压检测来判断孤岛是否发生。

电压检测模块中，首先计算连接点电压的幅值 U_a，判断是否满足 $U_a/U_{nom}<50\%$ 或者 $U_a/U_{nom}>137\%$，如果满足条件则说明系统处于孤岛运行状态，该模块输出控制信号，使逆变系统停止工作，实现孤岛保护；如果不满足条件，则继续判断是否满足 $88\%<U_a/U_{nom}<110\%$，如果满足该条件系统可以正常工作。否则，说明系统可能出现了孤岛现象，需要进一步判断。此时可引入电流扰动，使逆变系统输出电流幅值降为 $0.3I_m$，然后判断是否满足 $U_a/U_{nom}<50\%$，如果满足说明属于存在孤岛，从而要进行保护；否则，说明是由于电网异常引起的电压波动，属于虚假孤岛现象，系统可以继续工作。

根据混合孤岛检测原理分析，可以得到孤岛检测流程图如图9-27所示。由图9-27可见，在每个工频周期分别对公共连接点电压的幅值和相位检测一次，当电压 U_a 与逆变器输出电流 I_o 的相位差超出了规定的阈值 ±3.6°或者 U_a 的幅值小于电网额定电压幅值的50%或大于额定电压幅值的137%时，说明系统出现了孤岛现象，需要采取相应的保护措施。如果电压 U_a 的相位差没有超出设定的阈值，并且电压 U_a 的幅值在电网额定电压幅值的50%～88%之间或在110%～137%之间时，系统可能出现了孤岛现象，也可能是由于电网中大负载的投切引起的电压波动。因此，在这种情况下不能完全确定系统处于孤岛运行状态，需要进一步判断。此时，引入并网电流的有源扰动，即令逆变系统输出电流指令为 $I_{ref}=0.3I_m$，并重新检测公共连接点电压 U_a 的幅值，如果小于电网额定电压幅

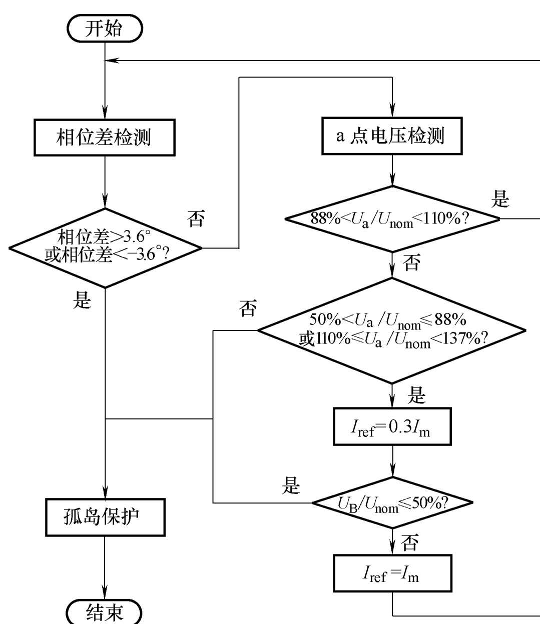


图9-27 混合孤岛检测流程图

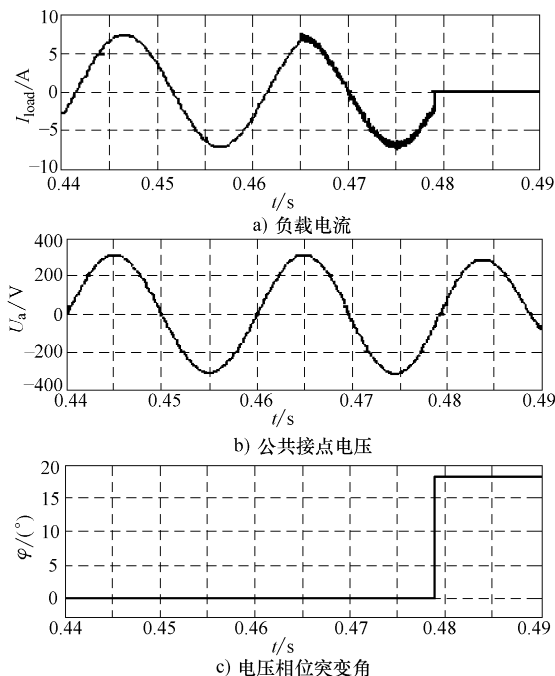


图 9-28 感性负载下孤岛检测波形图

值的 50%，说明系统出现了孤岛现象；否则，是虚假孤岛现象，重新恢复输出电流指令为额定值，使系统正常工作。

该孤岛检测方法在系统正常工作时，不会引入并网电流的扰动，只有在判断出孤岛可能发生的情况下才引入有源电流扰动。因此，该检测方法有效地克服了采用周期电流扰动有源检测对并网系统的影响，并且有效地预防了由于电网电压波动引起的虚假孤岛保护现象。

图 9-28 是感性负载下，混合孤岛检测方法的相关波形图。在图中在 0.465s 时孤岛发生，如图 9-28a 所示。此时逆变系统单独给负载供电，负载电流突变为逆变系统输出电流。由于负载呈感性，导致公共连接点电压在 0.479s 处提前正向过零，如图 9-28b 和 9-28c 所示。系统检测到相位突变 18°，超出了预设的阈值，判断出孤岛的发生，逆变系统停止工作使输出电流变为零，实现了孤岛保护。容性负载的检测原理与感性负载的检测原理相同，不再赘述。

由图 9-28 可知，相位突变检测在负载呈电抗性时可以检测到孤岛的发生。但是，当负载近似呈电阻性（负载阻抗角 $\varphi<3.6°$）时，相位突变检测方法将无法检测到孤岛现象的发生。此时，采用具有电流扰动的过电压、欠电压检测可以在一定程度上解决这一问题，如图 9-29 所示。

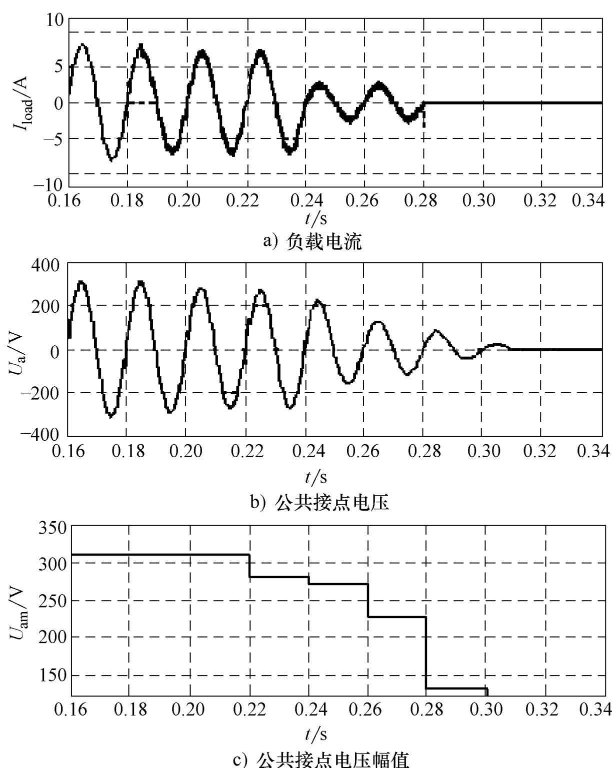
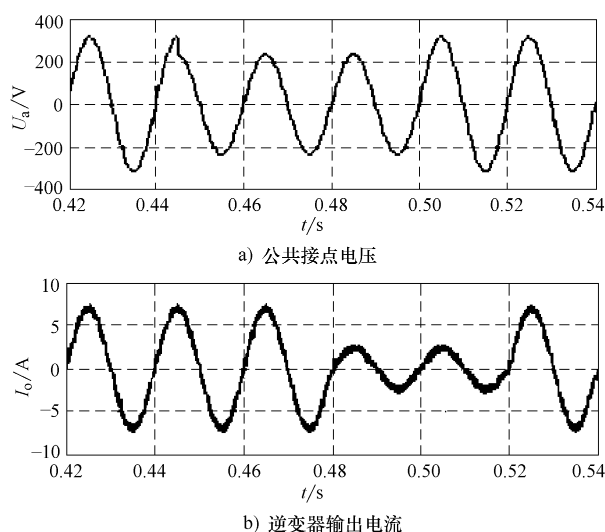


图 9-29　阻性负载下孤岛检测波形图

如图 9-29 所示，在 0. 185s 时电网断电，发生孤岛现象，逆变系统单独向负载供电。由于负载呈电阻性，相位突变检测方法失效。但是，由于负载功率略大于逆变器输出功率，引起公共连接点电压有所下降，如图 9-29a 和图 9-29b 所示。在 0. 24s 电压正向过零点处，检测到公共连接点电压峰值降至 272V，低于 0. 88U_{nom}。为了避免大负载的投切引起的虚假孤岛保护的发生，此时不能确定孤岛现象是否发生。因此，将逆变系统输出电流调整至 0. 3I_m，然后重新检测公共连接点电压的变化情况，如图 9-29c 所示。在 0. 28s 电压正向过零点处，检测到公共连接点电压峰值降至 130V，超出预设的阈值，说明系统发生真实孤岛现象，使逆变系统停止工作，实现了快速有效的孤岛保护。孤岛检测跳闸时间为 0. 095s，约 5 个工频周期，远远低于 IEEE Std 929-2000 规定 120 个工频周期的标准。由于负载为 *RLC* 并联负载，因此，当光伏系统停止供电时，负载会发生衰减振荡，负载电压逐渐衰减至零。

该混合孤岛检测方法还具有预防虚假孤岛保护的功能，如图 9-30 所示。电网在 0. 445s 发生电压跌落，如图 9-30a 所示，电网电压峰值降至 223V，并持续

两个工频周期后恢复正常。由于电网未断电，因此，公共连接点电压 U_a 即为电网电压，在0.48s时系统检测到 U_a 峰值降至 $0.88U_{nom}$ 以下。根据流程图9-27所示，将逆变系统输出电流调整至 $0.3I_m$，如图9-30b所示，然后重新检测公共连接点电压峰值的变化情况。由于电网未断电，公共连接点电压峰值不受光伏系统输出电流的影响，在0.5s时，系统检测到 U_a 峰值仍然为223V，大于 $0.5U_{nom}$，说明是虚假孤岛现象。逆变系统在下一个周期恢复电流指令为 I_m，使系统继续正常工作。仿真结果表明，该方法可以有效地避免由于电网中大负载的投切引起的虚假孤岛保护现象，提高了孤岛检测的准确性。



a) 公共接点电压

b) 逆变器输出电流

图9-30 预防虚假孤岛保护波形图

9.3 分布式发电系统的稳定性分析

分布式供电系统是由很多个子系统组成的，由于子系统通常情况下都是基于它本身的要求来设计的，当不同的子系统级联时，系统就有可能性能下降，甚至不稳定。

对于系统稳定性的判定方法可以采用的是阻抗分析法，即分别测量电源模块的输出阻抗 $Z_o(s)$ 和负载模块的输入阻抗 $Z_i(s)$，再计算两个阻抗的比值。如果小环路增益 $T_m = Z_o(s)/Z_i(s)$ 满足奈奎斯特稳定判据，即满足 $|Z_o(s)/Z_i(s)|<1$，那么系统就是稳定的；假如不满足以上条件，系统就不具有足够的稳定裕量。如果在设计的时候能够满足阻抗规范说明，就可以大大减小系统级联时性能下降甚至不

稳定情况的发生。对于图 9-31 所示的直流母线分布式供电系统而言，所设计的负载系统是由多个子模块组成的，如果只对整体系统的阻抗 Z_i 进行规范是不够的，并不能保证系统是稳定的。这种情况下就要对每个模块的 Z_{in} 分别进行规范，才有可能保证整体系统有足够的稳定裕量。

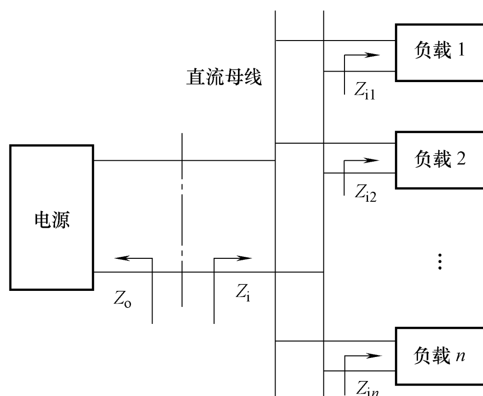


图 9-31　直流母线分布式供电系统

9.3.1　阻抗分析研究

早在 1976 年，R. D. Middlebrook 针对开关模型变换器及其输入滤波器之间的谐振所造成的整体系统的不稳定问题进行了深入了分析，提出了阻抗给系统所带来的不同影响，并给出了最基础的说明。下面以基本的二端口网络为例来分析阻抗对稳定性的影响。对于如图 9-32 所示的一个二端口网络，变流器 1 作为前级的电源模块，变流器 2 作为后级的负载模块，此二端口网络中的基本变量关系如式（9-20）所示，其中 A_v 和 A_i 是滤波器二端口网络的电压和电流传递函数。

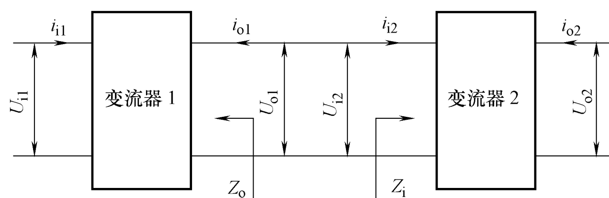


图 9-32　二端口网络

$$\begin{bmatrix} U_o \\ i_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_V & Z_o \\ Z_i^{-1} & -A_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_i \\ i_o \end{bmatrix} \tag{9-20}$$

根据表达式（9-20）可以分别推导出两个变流器二端口的变量关系，再根据已知的前提条件 $i_{i1}=0$，$i_{o2}=0$，最终可以推出公式（9-21）和式（9-22），为

$$\begin{cases} U_{o1} = A_{V1}U_{i1} + Z_{o1}i_{o1} \\ 0 = Z_{i1}^{-1}U_{i1} - A_{i1}i_{o1} \end{cases} \tag{9-21}$$

$$\begin{cases} U_{o2} = A_{V2}U_{i2} \\ i_{i2} = Z_{i2}^{-1}U_{i2} \end{cases} \tag{9-22}$$

同时，又因为 $i_{o2} = -i_{i2}$，$U_{o1} = U_{i2}$，将这两个变量关系式代入式（9-21）和式

(9-22）中，经过推导最终可以得到输出电压 U_{o2} 与输入电压 U_{i1} 之间的变量关系为

$$\frac{U_{o2}}{U_{i1}}=\frac{A_{U1}A_{U2}}{1+Z_{o1}/Z_{i2}} \tag{9-23}$$

由表达式（9-23）可以看出，整体级联系统的传递函数是受到 $T_m=Z_{o1}/Z_{i2}$ 所影响的，去掉变流器前后阻抗的下角标，在这里 $T_m=Z_o/Z_i$ 被称为小环路增益。根据奈奎斯特稳定判据可以得到，只有小环路增益不环绕（-1，j0）点的时候，才能够保证二端口网络输出稳定，如图9-33所示。

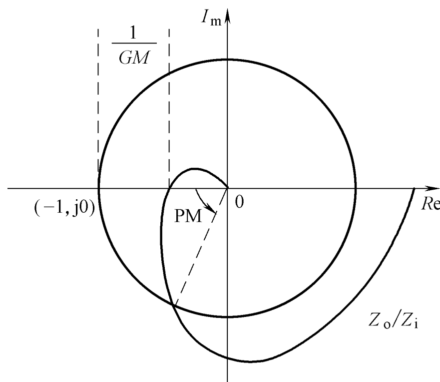


图9-33　稳定裕度

所以，当两个独立设计的子系统级联在一起的时候，必须通过测量两个子系统的输出阻抗 Z_o 和输入阻抗 Z_i，并进行计算两者的比值 Z_o/Z_i 来判定系统的稳定性能。为了使得两者的比值的奈奎斯特图曲线不环绕（-1，j0）点，需要满足 $|Z_o/Z_i|<1$。当 $|Z_o/Z_i|$ 比1小得多时，系统就会具有足够的稳定裕量。所以在满足 $|Z_o/Z_i|<1$ 的条件下，希望前级子系统的输出阻抗 Z_o 尽可能的小，后级模块的输入阻抗 Z_i 尽可能的大。

9.3.2　影响阻抗的因素

尽管可以在系统级联后对稳定裕量进行判定，以促进性能的进一步提高，但是如果在设计子系统的时候就满足一些重要的条件，那么就会大大减小级联所产生的不稳定因素。由前面的分析可以知道最主要的是保证阻抗比的模小于1，在模块的设计过程中影响阻抗的因素很多，下面分电源模块和负载模块分别进行阐述。

假设电源模块是开环的，那么其输出阻抗在低频的时候比较大，在高频的时候，输出阻抗就会变得很小。如果电源模块是电压闭环控制的，会由于闭环控制的效果产生电压环路增益 T_V，输出阻抗的低频段就会由于电压环路增益 T_V 的影响变得很小，高频段与开环时保持一致。不同情况下的输出阻抗的博德图如图9-34所示，闭环输出阻抗的表达式为

$$Z_{o_closeloop}=\frac{Z_{o_openloop}}{1+T_V} \tag{9-24}$$

由图9-34中电压环路增益 T_V 的伯德图可以得到，T_V 是随着频率的增加而

逐渐减小的，因此所起的作用是减小了闭环输出阻抗在低频时的值，高频以后基本上与开环时的输出阻抗相同。图9-34中的f_c是$T_V=0dB$时的频率值，当$T_V>0dB$（即$T_V\geqslant 1$）的时候，$Z_{o_openloop}>Z_{o_closeloop}$；当$T_V<0dB$（即$T_V<1$）的时候，$Z_{o_openloop}\approx Z_{o_closeloop}$，所以可以认为$f<<f_c$的时候，$Z_{o_openloop}>>Z_{o_closeloop}$。

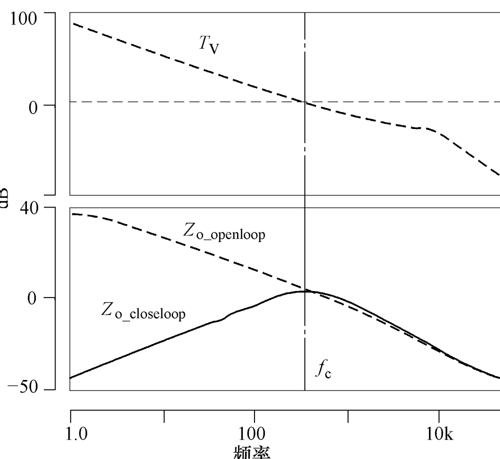


图9-34　输出阻抗和电压环路增益

电压环路增益T_V可以从图9-35中得到其定义，即$T_V=H\cdot PI\cdot G$，H一般是惯性环节，PI是调节器，G是被控对象。

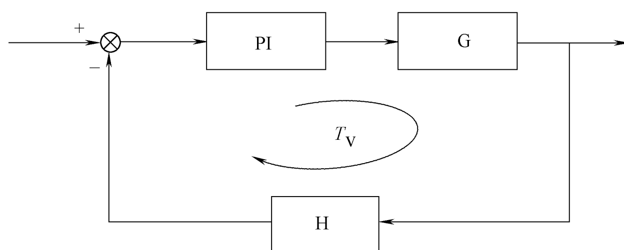


图9-35　电压环路增益

另一方面，当电压环路增益T_V没有足够的相角裕量的时候，就有可能使得输出电压产生大的阻抗尖峰，如图9-36所示。所以也需要对电压环路增益进行限制，保证其满足奈奎斯特稳定判据。当频率大于f_c的时候，影响输出阻抗Z_o的主要因素就变成了无源元件，尤其是对于受电流控制的变流器来说，无源元件影响很大。这时候电源子系统的输出阻抗主要决定于输出电容C_o。另外影响输

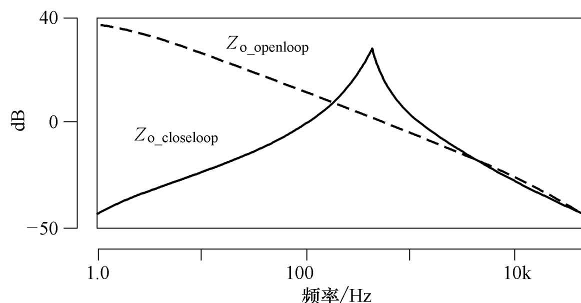


图9-36　电压环路增益造成的输出阻抗尖峰

出阻抗的因素还包括整体电源模块内部的子模块的一些因素，这主要包括子模块之间的并联作用和带有总线调节器的电源模块对整体所造成的影响。

影响负载模块的输入阻抗的因素主要分为以下两大类。

1）输入滤波器。在分布式供电系统中，每个负载子系统都需要有一个输入滤波器，输入滤波器对系统的稳定性有很大的影响，它基本上决定了整个负载模块的输入阻抗，因此近年来对于滤波器的设计的研究也逐渐增多。图9-37是简单 *LC* 输入滤波器的二端口模型。

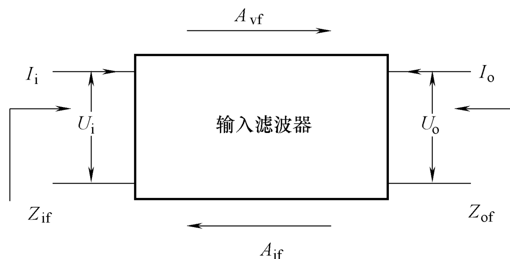


图9-37　输入滤波器的二端口模型

根据二端口定义，结合图9-37可以推导得到整体负载模块输入阻抗的表达式为

$$Z_i = Z_{if} // \frac{Z_{of} + Z_{il}}{A_{vf} \cdot A_{if}} \tag{9-25}$$

式中，Z_{if}是输入滤波器的输入阻抗；Z_{of}是滤波器的输出阻抗；Z_{il}是滤波器后级模块的输入阻抗；Z_i是从滤波器向后看去的整体负载的输入阻抗；A_{vf}和A_{if}分别是滤波器二端口网络的电压和电流传递函数。

对滤波器本身的设计要求而言，也应该满足$|Z_{of}/Z_{il}| \ll 1$，因此可以直接忽略Z_{of}的影响。图9-38给出了由于输入滤波器所引起的阻抗变化的博德图。低频时，$|A_{vf}/A_{if}|=1$，因此$Z_i \approx Z_{if}//Z_{il}$，所以此时的输入阻抗决定于$Z_{if}$和$Z_{il}$之间的最小值；在高频的时候，$|A_{vf}/A_{if}| \ll 1$，因此输入阻抗是$Z_i \approx Z_{if}$。由图中可以看出，$Z_{if}$在很宽的范围内决定了$Z_i$，因此可以进一步得到，输入滤波器如果没有足够的阻尼就会造成整个负载子系统的输入阻抗非常低，那么整个系统的输入阻抗就会在输入滤波器的谐振频率附近振荡。这样就不能满足输入阻抗大于输出阻抗的基本要求，因此后级电源模块输入滤波器的影响很重要。基于以上的分析可以看出，如果输入滤波器设计不合理，不仅会增加开关电源的体积和重量，甚至由于输入滤波器与

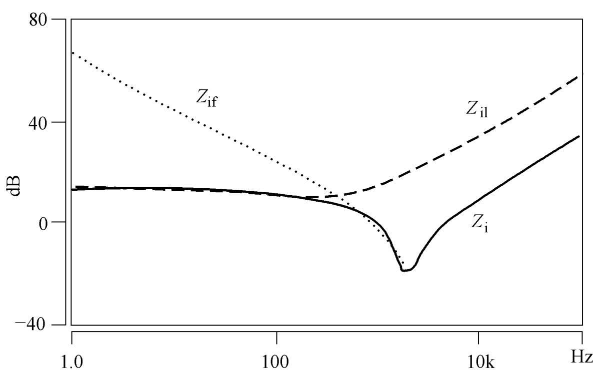


图9-38　整体负载模块输入阻抗

变流器之间的相互作用，使原本稳定的系统变得不稳定。

2）控制方法和负阻抗特性。负载模块如果是闭环控制的情况下，就会从直流总线中吸取连续的能量，因此在工作点附近就会有一个负阻抗出现。

开关模型被当做一个有电压传输比是 $\mu = U_o/U$，电流传输比是 $I_o/I = 1/\mu$ 的变压器。在这个意义上来讲，调节器就有 100% 的效率，输入功率就等于输出功率 $UI = U_oI_o$。对于一个闭环的调节器来说，在给定负载 R 的时候，由于其反馈控制作用，调节传输比 μ 就能使得输出电压保持不变，因此输出功率 P_o 也是不变的。当 U_o 上升时，I_o 就会下降，这样从调节器的输入端看去，就体现为一个负阻抗特性，即

$$R_i = \frac{dU_s}{dI_s} = \frac{d}{dI_s}\frac{P}{I_s} = \frac{\dfrac{dP \cdot I_s - P \cdot dI_s}{I_s^2}}{dI_s} = -\frac{P}{I_s^2} = -\frac{U_s}{I_s} = -\mu^2\frac{U}{I} = -\mu^2 R \qquad (9\text{-}26)$$

这个负阻抗特性对于系统是一个很大的威胁，一旦 $|Z_o|$ 大于 $|Z_i|$，那么就会导致 $Z_o(s)/Z_i(s)$ 环绕（$-1, j0$）点。

通过以上的分析可以得出，不论是前级电源模块还是后级负载子系统，在最初设计的时候，如果考虑到了各个方面的影响因素，可以尽可能地将输出阻抗和输入阻抗控制在所要求的范围内，大大减小级联后系统的不稳定因素。

9.3.3　系统稳定性测量

如果能够满足 $|Z_o/Z_i| \ll 1$，使得小环路增益曲线远离（$-1, j0$）点，那么系统会具有很好的稳定性能，但是这个条件要求很高，难以满足，所以就需要放宽设计要求。假如能够保证小环路增益在一定的范围之内，不出这个范围，就能保证系统具有足够的稳定裕量，所以进一步定义了禁区的概念。

如图 9-33 所示，传统的增益/相位裕量是由环路增益曲线上的两个点决定的：环路增益与复实轴的交叉点，环路增益与单位圆的交叉点。如果能要求环路曲线上的每一个点都与点（$-1, j0$）有一定的距离，那么就能够将小环路增益限制在一定的范围之内，将所划分的这个范围称为禁区。禁区的概念可以作为满足系统稳定性要求的设计指导准则。不同的禁区有不同的优点，但都需要小环路增益满足其基本增益裕量 GM 和相角裕量 PM 的要求。图 9-39 给出了两种基本的不同禁区的定义，点（$-1, j0$）外的阴影部分就被称为禁区，在禁区的指导要求下，小环路增益既不能进入阴影部分也不能环绕阴影部分，这样就能够保证系统具有足够的稳定裕量，图 9-39a 中所示的禁区是最常用的一种。

禁区的定义，减小了系统对于各部分的设计难度，不需要使 $|Z_o|$ 远远小于 $|Z_i|$。当系统设计好了以后，是具有足够稳定裕量的，可以用阻抗分析法来分

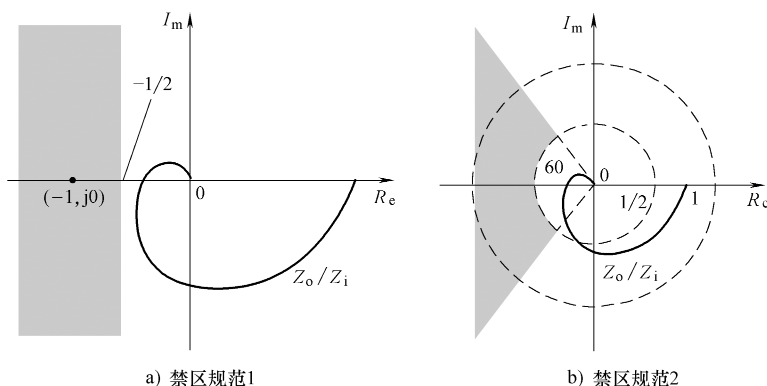


图 9-39　禁区

析系统的稳定裕量。但是当系统没有足够的稳定裕量的时候，就需要不断地测量电源系统的输出阻抗 Z_o 和负载系统的输入阻抗 Z_i，然后进行复杂的计算，看小环路增益是否满足奈奎斯特稳定判据。但是这种方法复杂并且不实用，因此近年来就有人提出了可以在线进行判断的扰动电流测量法。

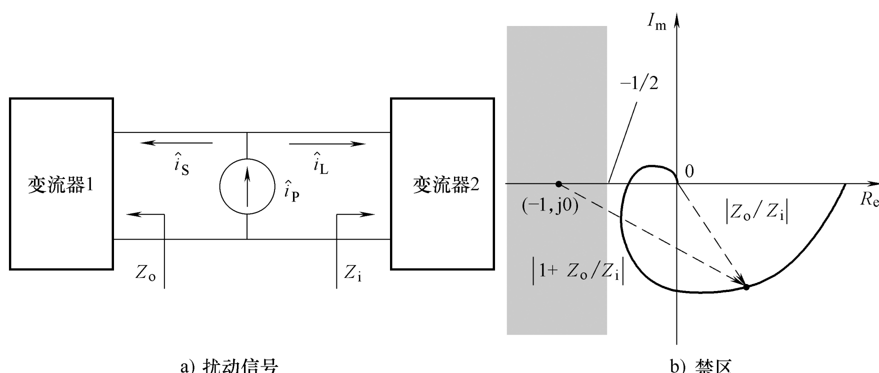
如图 9-32 所示一个基本的级联主电路示意图，整体级联系统稳定工作以后，在电源和负载模块中间加一个频率不断变化、幅值不变的正弦扰动电流源 $\hat{i}_P$，然后测量负载端输入电流上的小信号扰动电流 $\hat{i}_L$，只要所加的扰动源 $\hat{i}_P$ 和测量的扰动电流 $\hat{i}_L$ 能够满足表达式（9-27），那么就能够保证系统有足够的稳定裕量，即能够保证小环路增益曲线在禁区之外。这与阻抗分析法所得到的结果是等价的。

$$|i_L(j\omega)| < |i_P(j\omega)| \tag{9-27}$$

如图 9-40 所示，所采用禁区的右端限制范围是 −1/2，也即表示如果采用阻抗分析法，那么需要满足 $\mathrm{Re}\left(\dfrac{Z_o(j\omega)}{Z_i(j\omega)}\right) \geq -\dfrac{1}{2}$。根据图所示的禁区首先定义

$$D_1(\omega) = \frac{|Z_o(j\omega)/Z_i(j\omega)|}{|1+Z_o(j\omega)/Z_i(j\omega)|} \tag{9-28}$$

表达式（9-28）的物理意义是：小环路增益上的任意一点分别与（0,0）点和（−1,j0）点的距离的比值。图 9-40 中 $\hat{i}_S(j\omega)$、$\hat{i}_L(j\omega)$ 分别是两个变流器在外加扰动电流源 $\hat{i}_p(j\omega)$ 作用下的小信号响应电流，$\hat{U}_b(j\omega)$ 是直流总线端的小信号响应电压。通过此图还可以得到表达式 $Z_o(j\omega) = \dfrac{\hat{U}_b(j\omega)}{\hat{i}_S(j\omega)}$和 $Z_i(j\omega) =$



a) 扰动信号　　　　b) 禁区

图9-40　禁区的定义

$\dfrac{\hat{U}_b(j\omega)}{\hat{i}_L(j\omega)}$，将这两个表达式代入式（9-28），可以得到

$$D_1(\omega)=\frac{|\hat{i}_L(j\omega)|}{|\hat{i}_s(j\omega)+\hat{i}_L(j\omega)|}=\left|\frac{\hat{i}_L(j\omega)}{\hat{i}_P(j\omega)}\right|<1 \tag{9-29}$$

另一方面，通过图9-30还可以证明公式（9-30）的正确性。

$$D_1(\omega)=\frac{|Z_o(j\omega)/Z_i(j\omega)|}{|1+Z_o(j\omega)/Z_i(j\omega)|}<1\Leftrightarrow \mathrm{Re}\left(\frac{Z_o(j\omega)}{Z_i(j\omega)}\right)\geqslant-\frac{1}{2} \tag{9-30}$$

通过以上两个公式的对比可以看出，$|\hat{i}_L(j\omega)|>|\hat{i}_P(j\omega)|$和 $\mathrm{Re}\left(\dfrac{Z_o(j\omega)}{Z_i(j\omega)}\right)\geqslant-1/2$ 是等价的，所以只需要测量 $\hat{i}_L(j\omega)$，然后与外加的扰动电流 $\hat{i}_P(j\omega)$ 进行比较，看是否满足公式（9-27）就可以判断系统的稳定裕量。如果阻抗曲线进入了禁区，同时又没有环绕（-1, j0）点，就会出现$|\hat{i}_L(j\omega)|>|\hat{i}_P(j\omega)|$的情况，这就表示系统存在着不稳定的因素，没有足够的稳定裕量。这时就可以根据所得到的结论对整体系统进行改进，以进一步的提高系统的稳定裕量。

参考文献

[1] 严陆光，等．我国大规模可再生能源基地与技术的发展研究［J］．电工电能新技术，2007，26（1）：13-24．

[2] 郑健超．电力前沿技术的现状和前景［J］．中国电力，1999（10）：9-14．

[3] 钱科军，袁越．分布式发电技术及其对电力系统的影响［J］．继电器，2007（13）：25-29．

[4] 胡学浩．分布式发电电源技术及其并网问题［J］．电工技术，2004（11）：1-5．

[5] 王斯成．中国光伏发电的现状和展望［J/OL］．资源网，http：//www. lrn. cn/stratage/resposition.

[6] 褚玉芳，张囡囡，沈辉．太阳能光伏建筑一体化的发展现状与前景展望［C］//2007 中国可再生能源产业论坛论文汇编．深圳：[出版者不详]，2007：148-156．

[7] 柳澹．分布式风力-太阳能混合发电能量管理系统的研究［D］．广州：华南理工大学，2008．

[8] 王晶．计及分布式发电的配电网规划研究［D］．济南：山东大学，2008．

[9] 赵争鸣，等．太阳能光伏发电及其应用［M］．北京：科学出版社，2005．

[10] ［日］辻高辉．太阳能电池［M］．权荣硕，等译．北京：机械工业出版社，1989．

[11] 陈海全．太阳能电池最大功率跟踪［D］．上海：上海交通大学，2006．

[12] 韩珏．太阳能电池阵列模拟器的研究与设计［D］．杭州：浙江大学，2006．

[13] 陈兴峰．多支路并网型光伏发电最大功率跟踪器的研究［D］．北京：中国科学院电工研究所，2005．

[14] 王兆安，等．电力电子技术［M］．4 版．北京：机械工业出版社，2000．

[15] 邬伟扬，王立乔．开关型无源逆变器的发展概况［C］//中国电工技术学会电力电子学会六届三次理事扩大会议资料．成都：[出版者不详]，2005：28-35．

[16] 邬伟扬，张纯江，孙孝峰，等．中小功率高频链逆变电源的拓扑技术研究［D］//中国电工技术学会电力电子学会第九届学术年会论文集．秦皇岛：[出版者不详]，2004：12-18．

[17] 赵清林．准单级高频链逆变电源控制及并网技术研究［D］．秦皇岛：燕山大学，2008．

[18] Wu Weiyang，Jin Xiaoyi，Sun Xiaofeng. A novel series resonant high-frequency link sine-wave inverter family［C］//Proceedings of PESC 2005. Brazil，2005：650-655．

[19] Nabae A.，Takahashi I.，Akagi H. A new neutral-point clamped PWM inverter［J］．IEEE Trans on IA，1981，17（5）：518-523．

[20] Jih-sheng Lai，Fang Zheng Peng. Multilevel converter-A new breed of power converters［J］．IEEE Trans. IA，1996，32（3）：509-517．

[21] 王立乔．错时采样空间矢量调制技术研究［D］．杭州：浙江大学，2003．

[22] 王立乔．基于载波相移 PWM 技术的级联型变流器及其在有源电力滤波器中的应用

［D］. 杭州：浙江大学，2005.
［23］ 王立乔. 正弦波逆变器 PWM 技术的调制模型分析［J］. 电力系统自动化，2008，32（17）：45-49.
［24］ 王立乔，等. 最小开关损耗空间矢量调制的谐波分析［J］. 电力系统自动化，2003，27（21）：30-34.
［25］ 袁泽剑，等. 基于电压空间矢量的最小开关损耗 PWM 技术［J］. 电力电子技术，1999，33（3）：12-15.
［26］ 熊健，等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究［J］. 电力电子技术，2002，24（3）：7-11.
［27］ 王立乔. 三相电压源型 PWM 双向变流器闭环控制研究［D］. 秦皇岛：燕山大学，1999.
［28］ Asumadu. J. A，Hoft. R. G. Microprocessor-based sinusoidal waveform synthesis using Walsh and related orthogonal functions［J］. IEEE Trans on Power Electronics，1989，4（2）：234-241.
［29］ Wang Liqiao，Wang Yong. Multilevel Current Source Converter Based On SHEPWM［C］// Proceedings of ICEMS 2008. China：Wuhan，2008：1905-1908.
［30］ McGrath B P.，Holmes D G. Comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters［C］// Proceedings of PESC 2000. UK：Galway，2000：674-679.
［31］ Suh J H.，Choi C H.，Hyun D S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters［J］. IEEE Transactions on Power Electronics，2001，16（4）：545-550.
［32］ 王立乔，王长永，黄玉水，张仲超. 基于相移 SPWM 技术的级联型多电平变流器［J］. 高电压技术，2002，28（7）：17-18.
［33］ Wang Li-qiao，et al. Carrier phase shifted SPWM based on current sourced multi-modular converter for active power filter［J］. Journal of Zhejiang University SCIENCE，2004，5（7）：861-866.
［34］ 王立乔，王长永，张仲超. 组合变流器相移 SVM 技术的研究［J］. 电力系统自动化，2002，26（18）：36-40.
［35］ Wang Liqiao，Zhang Zhongchao，et al. Cascade Multi-Level Converters with Sample-Time-Staggered Space Vector Modulation［C］//Proceedings of IEEE APEC03. America，2003：268-273.
［36］ Kasa N，Lida T，Iwamoto H. An inverter using buck-boost chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system［C］// Proceedings of IEEE-IECON1999. 1999：185-190.
［37］ Ramon O Caceres，Ivo Barbi. A boost DC-AC converter：analysis，design，and experimentation［J］. IEEE Transactions on Power Electronics. 1999，14（1）：134-141.
［38］ Jeremy Knight，Seyed Shirsavar，William Holderbaum. An improved reliability cuk based solar inverter with sliding mode control［J］. IEEE Transactions on Power Electronics. 2006，21（4）：1007-1115.

[39] Kasa N, Iida T, Iwamoto H. Maximum power point tracking with capacitor identifier for photovoltaic power system [C] //Proc. Inst. Elect. Eng., Nov., 2000, 147 (6), 497-502.
[40] Kasa N, Iida T. Flyback type inverter for small scale photovoltaic power system [C] //Proc. IEEE IECON. 2002, 2: 1089-1094.
[41] 孙孝峰，王立乔. 三相变流器的调制与控制 [M]. 北京：国防工业出版社，2010.
[42] 王怀宝. 基于双电流环控制的单相逆变器并网技术研究 [D]. 秦皇岛：燕山大学，2008.
[43] 陈中莹. 分布式逆变电源均流控制技术研究 [D]. 秦皇岛：燕山大学，2006.
[44] 林新春，段善旭，康勇，等. 基于下垂特性控制的无互联线并联 UPS 建模与稳定性分析 [J]. 中国电机工程学报，2004，24 (2)：33-38.
[45] 张尧，马皓，雷彪，等. 基于下垂特性控制的无互联线逆变器并联的均流分析 [J]. 中国电机工程学报，2006，z1：55-59.
[46] 杨晓波. 三相四桥臂变换器调制与闭环控制研究 [D]. 秦皇岛：燕山大学，2006.
[47] 郭小强，邬伟扬，赵清林，等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术 [J]. 中国电机工程学报，2009，29 (15)：8-14.
[48] 李政岷，李建林，等. 单周期控制在并网变流器中的应用 [J]. 电气应用，2008，27 (4)：35-39.
[49] 赵葵银，等. 基于电流变结构控制的三相 PWM 整流器的研究 [J]. 湖南工程学院学报，2005，19 (3)：1-4.
[50] 张发明，等. 光伏并网逆变器的非线性控制研究 [J]. 控制工程，2008，15 (3)：295-298.
[51] 茹美琴，余世杰，苏建微. 带有 MPPT 功能的光伏阵列 Matlab 通用仿真模型 [J]. 系统仿真学报，2005，17 (5)：1248 -1251.
[52] 陈兴峰，曹志峰，许洪华，等. 光伏发电的最大功率跟踪算法研究 [J]. 可再生能源，2005 (1)：8-11.
[53] Trishan Esram, et al. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22 (2): 439-449.
[54] 周林，武剑，栗秋华，等. 光伏阵列最大功率点跟踪控制方法综述 [J]. 高电压技术，2008，34 (6)：1145-1154.
[55] Gonzalez-Moran C., et al. Modeling Photovoltaic DC primary sources as grid connected inverter supplies considering non linear effects [C] //Proceedings of EPC2007. Canada, 2007: 50-55.
[56] Sun Xiaofeng, Wu Weiyang, Li Xin, et al. A research on photovoltaic energy controlling system with maximum power point tracking [C] //Proceedings of IEEE Power Conversion Conference. Osaka, Japan, 2002: 822-826.
[57] Sun Xiaofeng, Wu Weiyang, Wang Baocheng. A research on photovoltaic energy controlling system [C] //Proceeding of Fifth International Conference on Electrical Machines System. Shenyang, 2001. 8: 542～546.

[58] 龙腾飞，丁宣浩，蔡如华. 太阳电池最大功率点跟踪的三点比较法理论分析 [J]. 节能，2007，26 (8)：14-17.
[59] 张国荣，项若轩. 光伏电池最大功率点跟踪方法的研究 [J]. 能源工程，2009 (1)：13-16.
[60] 刘邦银，段善旭，刘飞，等. 基于改进扰动观察法的光伏阵列最大功率点跟踪 [J]. 电工技术学报，2009，24 (6)：91-94.
[61] 江小涛，吴麟章，周明杰. 太阳电池最大功率点跟踪研究 [J]. 通信电源技术，2005，22 (4)：33-35.
[62] 马秀娟，吴佳宇，李彦玫，等. 光伏电池最大功率跟踪算法的研究 [J]. 电源世界，2009 (6)：36-38.
[63] 刘永军，万频，王东海，等. 自适应模糊算法在光伏系统 MPPT 中的应用 [J]. 太阳能学报，2007，29 (6)：657-660.
[64] 孙孝峰，邬伟扬，等. 高效并网太阳能逆变技术研究 [J]. 电力电子技术，2003 (2)：49-52.
[65] 胡信国，王金玉，董保光，等. 阀控式密封铅酸蓄电池的发展 [J]. 电源技术，1998，22 (12)：265-269.
[66] D. 巴甫洛夫. 新千年前十年铅酸蓄电池的发展方向 [J]. 电源技术，2001，25 (2)：2-9.
[67] 沈维祥. 基于开路电压和环境温度的铅酸蓄电池充电状态的数学模型 [J]. 太阳能学报，1997，18 (3)：327-332.
[68] 欧阳名三. 独立光伏系统中蓄电池管理的研究 [D]. 合肥：合肥工业大学，2004.
[69] 陈维，沈辉. 太阳能光伏应用中的蓄电池研究 [J]. 蓄电池，2006，36 (1)：67-68.
[70] 徐国家. 阀控式铅酸蓄电池的原理及其特性 [J]. 应用实践，2004，37：41-42.
[71] 桂长青. 阀控密封铅酸蓄电池的充电和放电 [J]. 通信电源技术，2006，23 (3)：73-75.
[72] 周志敏. 浅谈蓄电池的充放电特性 (二) [J]. 电源世界，2004 (10)：66-68.
[73] 张颖颖，曹广益，朱新坚. 燃料电池-有前途的分布式发电技术 [J]. 电网技术，2005，29 (2)：57-61.
[74] 胡卫华，谢起成，田光宇，等. 质子交换膜燃料电池电压模型研究 [J]. 设计计算研究，2002 (10)：8-11.
[75] 才英华，胡军，衣宝廉，等. 质子交换膜燃料电池及电池组模型分析 [J]. 化学进展，2005，17 (3)：544-548.
[76] Ed Fontes，Eva Nilsson. Modeling the Fuel Cell [J]. Industrial，2001，7 (4)：14-17.
[77] Haluk Görgün. Dynamic modeling of proton exchange membrane (PEM) electrolyzer [J]. International Journal of Hydrogen Energy，2006 (31)：29-38.
[78] 李奇，陈维荣，贾俊波. 质子交换膜燃料电池建模及其 PID 控制 [J]. 电源技术，2008 (9)：592-595.
[79] Dalbon W，Roscia M，Zaninelli D. Hybrid photovoltaic system control for enhancing sustain-

able energy [C] // IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting. 2002, 1: 134-139.
[80] Chedid R, Rahman S. Unit sizing and control of hybrid wind-solar power systems [J]. IEEE Trans. on Energy Convers, 1997, 12: 79-85.
[81] Per Karlsson, Jörgen Svensson. Voltage Control and Load Sharing in DC Distribution Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18 (6): 1405-1412.
[82] Bryan J, Duke R, Round S. Decentralized Generator Scheduling in a Nanogrid Using DC Bus Signaling [C] //Power Engineering Society General Meeting. 2004: 977-982.
[83] Fritz Schimpf, Lars E. Norum. Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters [C] //NORPIE/2008, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics. 2008: 9-11.
[84] Roberto González, Eugenio Gubía, Luis Marroyo. Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (7): 2694-2702.
[85] 郭小强，邬伟扬，顾和荣，等. 分布式发电系统中并网逆变器的比例反馈积分控制技术 [J]. 控制理论与应用，2009，26 (8): 923-926.
[86] R. D. Middlebrook. Input-filter Consideration in Design and Application of Switching Regulatiors [C] //Proc. IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1976: 366-382.
[87] Middlebrook R D, Slobodan Cuk. Design Techniques for Preventing Input-filter Oscillations in Switching-mode Regulators [C] //Proceedings of Powercon 5. 1978: A3. 1-A3. 16.
[88] Xiaogang Feng, Lee F C. On-line Measurement on Stability of DC Distributed Power System [C] //Proc. Applied Power Electronics Conference 2000. New Orleans, LA, 2000, 2: 1190-1196.
[89] Xiaogang Feng, Liu C, Ye Z, et al. Monitoring the Stability of DC Distributed Power Systems [C] //The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'99). San Jose, CA, 1999, 11; 367-372.
[90] Xiaogang Feng, Ye Z, Xing K, et al. Impedance Specification and Impedance Improvement for DC Distributed Power System [C] // Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference'99. Charleston, SC, 1999: 889-894.
[91] Xiaogang Feng, Ye Z, Xing K, et al. Individual Load Impedance Specification for A Stable DC Distributed Power System [C] //Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference'99. Charleston, SC, 1999: 923-929.
[92] Charles R Kohut. Input Filter Design Criteria for Switching Regulators Using Current-Mode Programming [C] //IEEE Power Electronics Specialists. 1992, 7 (3): 469-479.
[93] Martin Florez-Lizarraga, Arthur F. Wltulski. Input Filter Design for Multiple-Module DC Power Systems [C] // IEEE Power Electronics Specialists. 1996, 11 (3): 472-478.
[94] 王欣. 宽输入电压范围的新型双 Cuk 逆变器 [D]. 秦皇岛：燕山大学，2011.
[95] 鲍利斌. 阴影条件下光伏系统最大功率点跟踪控制研究 [D]. 秦皇岛：燕山大

学，2013.
[96] 桑霖霖. 三相中点钳位三电平光伏逆变器控制技术研究［D］. 秦皇岛：燕山大学，2013.
[97] Qingshan X, Jing S, Haihong B, et al. Analysis of Photovoltaic Array Performance under shaded conditions［C］. Power and Energy Engineering Conference (APEC), 2010 Asia-Pacific. IEEE, 2010: 1-4.
[98] Y.-J. Wang, P.-C. Hsu. Analytical modeling of partial shading and different orientation of photovoltaic modules［J］. IET Renewable Power Generation, 2010, 4 (3): 272-282.
[99] 仇雷. 输出并联型双 Cuk 逆变器控制策略研究［D］. 秦皇岛：燕山大学，2012.
[100] Fang-zheng Peng. Z-source inverter［J］. IEEE Transactions on Industry Applications, 20 (2): 504-510.
[101] 彭方正，房绪鹏，顾斌，等. Z 源变换器［J］. 电工技术学报，2004，19 (2): 47 ~ 51.
[102] Peng F Z, Shen M S, Qian Z M. Maximum Boost control of the Z-source inverter［J］. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20 (4): 833-838.
[103] 蔡春伟，曲延滨，盛况. 增强型 Z 源逆变器［J］. 中国电机工程学报，2011，31 (33): 259-265.
[104] 周玉斐，黄文兴. 耦合电感单级升压逆变器［J］. 中国电机工程学报，2011，31 (33): 61-67.
[105] 王立乔，王欣，仇雷等. 一种新型单级非隔离双 Cuk 逆变器［J］. 中国电机工程学报，2014，34 (6): 846 ~ 854.
[106] Patel H, Agarwal V. Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions［J］. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 55 (4): 1689-1698.
[107] 王小峰. 一种太阳能双峰最大功率点的跟踪方法［P］. 中国：CN 101873091 A. 2010-10-27.
[108] T. Shimizu, M. Hirakata, T. Kamezawa, et al. Generation control circuit for photovoltaic modules［J］. IEEE Trans. On Power Electronic, 2001, 16 (3): 293-300.
[109] Noguchi T, Togashi S, Nakamoto R. Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system［J］. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2002, 49 (1): 217-223.
[110] 王耀东，刘金瑄. 粒子群算法研究及改进［J］. 信息与电脑，2012，3: 129-130.
[111] Roy Chowdhury S, Saha H. Maximum power point tracking of partially shaded solar photovoltaic arrays［J］. Solar energy materials and solar cells, 2010, 94 (9): 1441-1447.
[112] 贾树晋，杜斌，岳恒. 基于局部搜索与混合多样性策略的多目标粒子群算法［J］. 控制与决策，2012，27 (6): 813-818.
[113] Miyatake M, Veerachary M, Toriumi F, et al. Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: A PSO approach［J］. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Trans-

actions on, 2011, 47 (1): 367-380.

[114] 邬伟扬, 郭小强. 无变压器非隔离型光伏并网逆变器漏电流抑制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (018): 1-8.

[115] Kerekes T, Liserre M, Teodorescu R, et al. Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (9): 2202-2211.

[116] Ogasawara S, Akagi H. Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32 (5): 1105-1114.

[117] Yang B, Li W, Gu Y, et al. Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (2): 752-762.

[118] Araújo S V, Zacharias P, Mallwitz R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (9): 3118-3128.

[119] Yu W, Lai J S, Qian H, et al. High-efficiency inverter with H6-type configuration for photovoltaic non-isolated ac module applications [C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. IEEE, 2010: 1056-1061.

[120] González R, López J, Sanchis P, et al. Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (2): 693-697.

[121] Kerekes T, Teodorescu R, Rodríguez P, et al. A new high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (1): 184-191.

[122] 张兴, 孙龙林, 许颇, 等. 单相非隔离型光伏并网系统中共模电流抑制的研究 [J]. 太阳能学报, 2009, 30 (9): 1202~1208.

[123] Un E, Hava A M. A high performance PWM algorithm for common mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters [C]//Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. IEEE, 2008: 1528-1534.

[124] Un E, Hava A M. Performance characteristics of the reduced common mode voltage near state PWM method [C]//2007 European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2007: 1-10.

[125] Cacciato M, Consoli A, Scarcella G, et al. Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35 (2): 469-476.

[126] Tao H, Kotsopoulos A, Duarte J L, et al. Multi-input Bidirectional DC-DC Converter Combining DC-Link and Magnetic-Coupling for Fuel Cell Systems [C]. Proceeding of IEEE Industry Applications Society Conference (IAS), 2005 (3): 2021-2028.

[127] Matsuo H, Lin W, Kurokawa F, et al. Characteristic of the multiple-input DC-DC converter

[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (3): 625-631.
[128] Kobayashi K, Matsuo H, Sekine Y. Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (1): 281-286.
[129] Liu D, Li H. A ZVS Bi-directional DC-DC Converter for Multiple Energy Storage Elements [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (5): 1513-1517.
[130] Chen Y M, Liu Y C, Wu F Y. Multi-Input Converter With Power Factor Correction, Maximum Power Point Tracking, and Ripple-Free Input Currents [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (3): 631-639.
[131] Duarte J L, Hendrix M, Simoes M G. Three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (2): 480-487.
[132] Krishnaswami H, Mohan N. Three-port Series-resonant DC-DC Converter to Interface Renewable Energy Sources with Bi-directional Load and Energy Storage Ports [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (10): 2289-2297.
[133] Wu H F, Sun K, Zhou Z H, et al. An Integrated Four-Port Full-Bridge Converter DMPPT for Renewable Power System [C]. Power Electronics for Distributed Generation Systems, 3rd IEEE International Symposium, 2012: 895-900.
[134] Qian Z J, Abdel-Rahman O, Batarseh I. An Integrated Four-Port DC-DC Converter for Renewable Energy Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (7): 1877-1887.
[135] Mei Q, Xu Z L, Wu W Y. A Nover Multi-Port DC-DC Converter for Hybrid Renewable Energy Distrebuted Generation Systems Connected to Power Grid [C]. IEEE International Conference on industrial Technology, 2008. ICIT.
[136] Liu Y C, Chen Y M. A systematic approach to synthesizing multiple-input DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (1): 116-127.
[137] 李艳, 阮新波, 杨东升. 无缓冲单元的多输入直流变换器电路拓扑 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (5): 73-79.
[138] 李艳, 阮新波, 杨东升. 带缓冲单元的多输入直流变换器电路拓扑 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (6): 62-68.
[139] Wu H F , Sun K, Chen R R, et al. Full-Bridge Three-Port Converters With Wide Input Voltage Range for Renewable Power Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (9): 3965-3974.

新能源应用技术丛书

分布式发电系统中的光伏发电技术 第2版

风力发电中的电力电子变流技术

风力发电系统低电压运行技术

双馈式风力发电机组柔性并网运行与控制

风力发电机组设计

风电并网技术

智能电网中的风光储关键技术

风电场工程

晶体硅太阳电池制造技术



地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037
电话服务
社服务中心：010-88361066
销售一部：010-68326294
销售二部：010-88379649
读者购书热线：010-88379203
网络服务
教材网：http://www.cmpedu.com
机工官网：http://www.cmpbook.com
机工官博：http://weibo.com/cmp1952
封面无防伪标均为盗版

上架指导 工业技术/电力技术
ISBN 978-7-111-47389-3
策划编辑◎付承桂

ISBN 978-7-111-47389-3



定价：48.00元